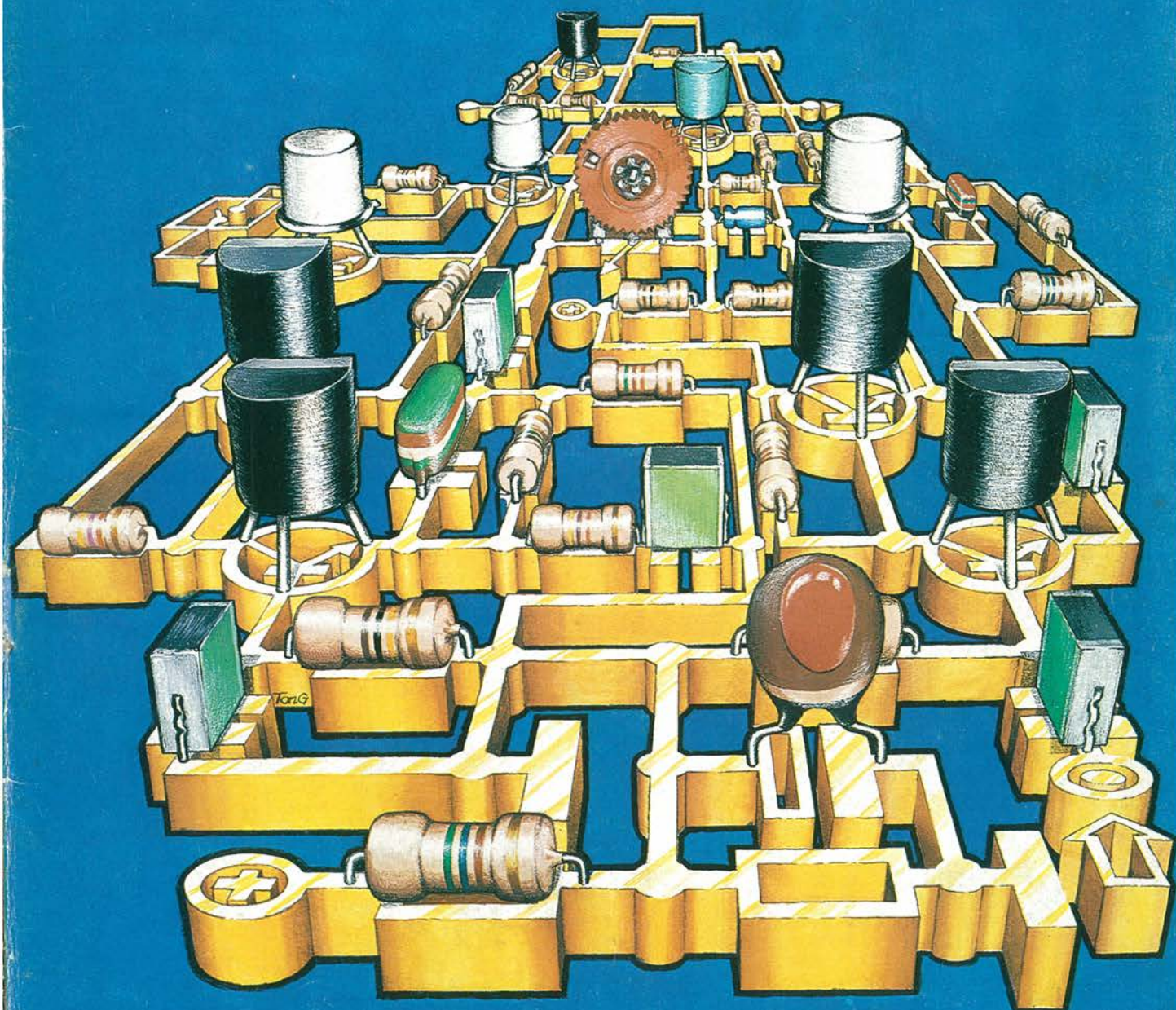
elektor

nº 4
settembre 1979

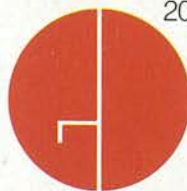
L. 2.000

Oscillographics
PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica
Campi magnetici in medicina
Mini-frequenzimetro

MICROCOMPUTER SU SCHEDA SINGOLA

AIM 65

AIM 65:
il microcomputer che ha nella sua grande versatilità d'impiego il suo maggior pregio: sistema di sviluppo, controllo di processo, tester, terminale, sistema di istruzione... e poi basta solo un po' di fantasia per trovare altre mille utili applicazioni.
Anche il prezzo è quanto mai interessante!
L'AIM 65 è completo di: stampante caratteri ASCII 20 colonne – display 20 caratteri ASCII – interfaccia per due audio cassette e TTY – tastiera completa di tipo terminale – 1 K o 4 K byte RAM – bus espandibile esternamente.
Firmware: – monitor – debugger (trace, break points) – assembler – disassembler – text editor – basic.

Dott. Ing. Giuseppe De Mico s.p.a.

20121 MILANO
Via Manzoni, 31
Tel. (02) 653131 - Telex: 312035
Telegr.: Twinrapid
Uffici regionali:
Roma/Torino/Bologna/Padova

certi oscilloscopi da 15 MHz costano più di L. 800.000

 GOULD ADVANCE

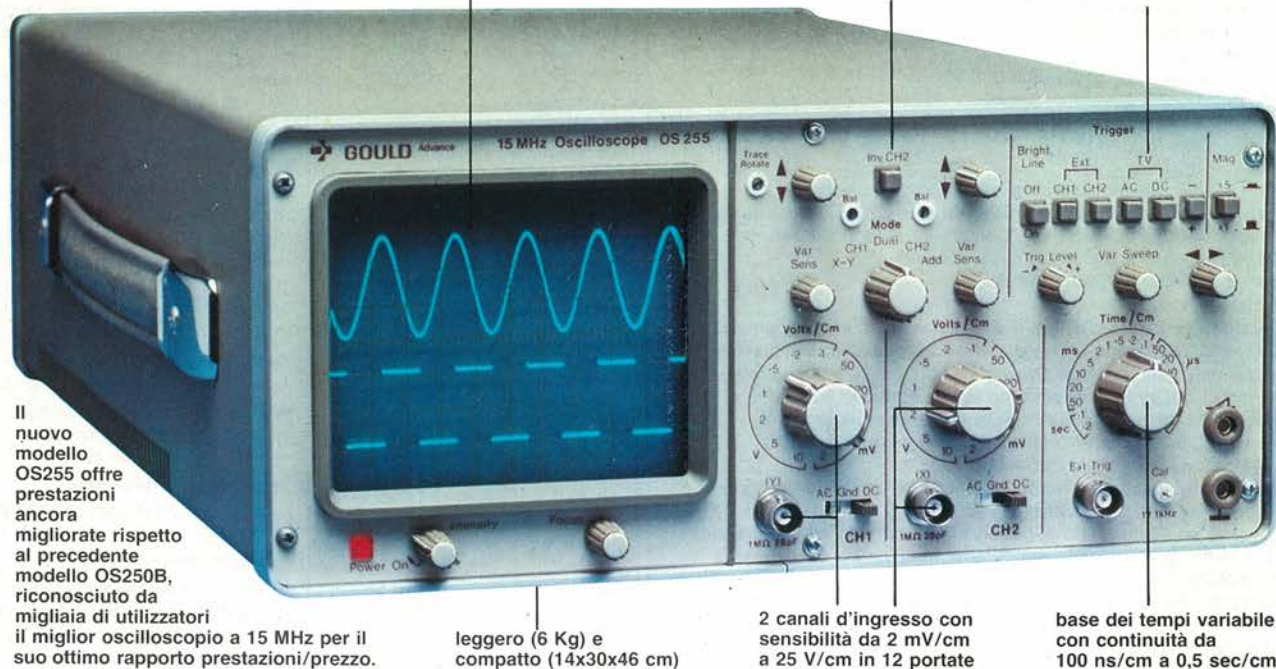
OS255 è l'alternativa

L. 595.000* e 2 anni di garanzia

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base

Il nuovo modello OS255 offre prestazioni ancora migliorate rispetto al precedente modello OS250B, riconosciuto da migliaia di utilizzatori il miglior oscilloscopio a 15 MHz per il suo ottimo rapporto prestazioni/prezzo.

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Se le Vostre esigenze si fermano a 12 MHz, il modello OS253 è l'alternativa: stessa qualità Gould Advance, stessa garanzia di 2 anni, ancora più conveniente **L. 495.000***

OS253	12 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - x-y
OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - x-y
OS260	15 MHz - doppio raggio 8x10 cm - 2 mV/cm - x-y
OS1000B	20 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - linea di ritardo
OS1100	30 MHz - 2 canali - 8x10 cm 1 mV/cm - trigger delay - x-y
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - 2 basi dei tempi
OS3500	60 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 100μV/cm - 1μs

2 ANNI DI GARANZIA su tutti gli strumenti GOULD ADVANCE

TUTTI I MODELLI HANNO CONSEGNA PRONTA

* Mag. 79 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 1700 ± 2%

elettronucleonica S.p.A. EK 9/79
Desidero
☐ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould Advance modello..........
☐ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould Advance modello..........

Nome e Cognome ....
Ditta o Ente ....
Indirizzo ....

elektor 4

anno 1°, n. 4 settembre 1979

Direzione e Redazione: **Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. Tel: 61.72.641 - 61.73.441**

Editore J.C.E.

Direttore responsabile: **Ruben Castelfranchi**

Redattore capo: **Bob W. van der Horst**

Segretaria di redazione: **Marta Menegardo**

Staff di redazione: **J. Barendrecht, G. Dam, E. Day, B. Develter, P. Holmes, E. Krempelsaner, G. Nachbar, A. Nachtman, A. Pauptit, K. Walraven, P. de Winter.**

Abbonamenti: **Patrizia Ghioni**

Contabilità: **Franco Mancini - Maria Grazia Sebastiani**

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograpf - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia : JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia : Société des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania : Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda : Elektuur B.V., 6190 AB Beek

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti da luglio a dicembre 1979	L. 10.000	L. 15.000
Abbonamenti annuali	L. 20.000	L. 30.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

Per una più celere evasione della corrispondenza indicare sempre sulle buste una delle seguenti sigle:

DT	= domande tecniche	P	= pubblicità, annunci
DR	= direttore responsabile	A	= abbonamenti
CI	= cambio indirizzo	SR	= segretaria di redazione
EPS	= circuiti stampati	SA	= servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzati per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20121 Milano - Tel: 803.101 - 866.192

decodifica

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'ESP?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.
E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859,2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,\,max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,\,max}$	1 μA	100 μA
$P_{tot,\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,\,max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente μA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano-)	$= 10^{-9}$
μ	(micro-)	$= 10^{-6}$
m	(mili-)	$= 10^{-3}$
k	(kilo-)	$= 10^{3}$
M	(menage-)	$= 10^{6}$
G	(giga-)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi:
Valori delle resistenze
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.
Valori di condensatori: 4 p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10n = 0,01 μF
10^{-8} F
Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

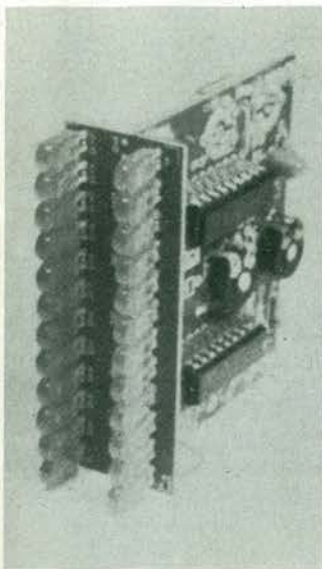
Tensione d'alimentazione

I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

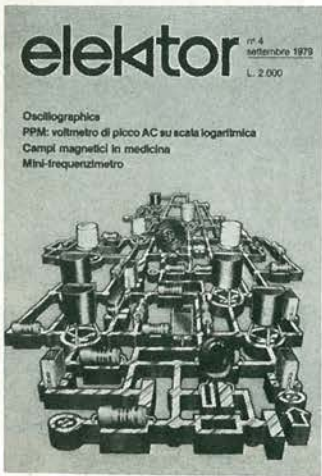
- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedì dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor**
  Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

Usando solo un circuito integrato (IC) e pochi componenti discreti è possibile costruire un circuito pilota per un PPM, che fornirà una indicazione su scala logaritmica del livello di entrata di picco AC.
Il circuito può essere usato con il voltmetro a LED con UAA 180 per formare un PPM compatto a due canali.

p. 9-20

Il circuito descrive un'unità di controllo termostatico che è semplice da costruire ed impiega componenti standard.

p. 9-43

Molti dei timer per camera oscura già esistenti soffrono del doppio inconveniente di una scala di temporizzazione lineare e di controlli scomodi che lasciano l'utente a brancolare nel buio. Il progetto presentato supera questi svantaggi avendo una scala di temporizzazione logaritmica e controlli particolarmente studiati.

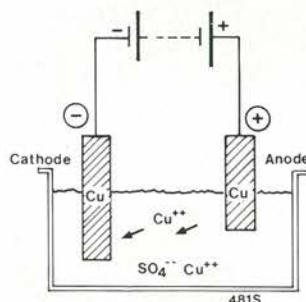
p. 9-15

La visione di un circuito in rilievo rappresenta la chiarezza con cui Elektor propone i montaggi ai propri lettori.

sommario

Dispositivi di misura elettrolitici

E' verso la fine degli anni '50 che appaiono sul mercato i dispositivi di misura elettrolitici, che permettono di conteggiare, a scelta, quantità di elettricità, tempi o impulsi. Sebbene il principio utilizzato sia piuttosto semplice, la realizzazione di questi componenti si dimostrò piuttosto complessa ed è solo da poco che la società Tekelec Airtronic (licenza della Curtis Instrument) è riuscita a mettere a punto un prodotto affidabile e di basso costo: l'Indachron S.

Principio di funzionamento

Il principio impiegato è quello dell'elettrolisi ad anodo solubile scoperto da Faraday: due elettrodi del medesimo metallo sono immersi in una soluzione di un sale di questo metallo; il passaggio di una corrente elettrica determina il trasferimento di ioni metallici dell'anodo verso il catodo, il catodo si allunga e l'anodo "si dissolve". L'allungamento del catodo è proporzionale alla quantità di elettricità che ha attraversato il bagno.
Nell'Indachron, il metallo utilizzato è il mercurio. Gli elettrodi sono sistemati alle estremità di un tubo capillare di vetro e separati da una goccia dell'elettrolita appropriato. Quando viene applicata una tensione continua, il catodo emette elettroni verso l'anodo. Per ciascuna coppia di elettroni emessi, si ha il trasferimento di uno ione di mercurio dall'anodo al catodo. Il catodo si allunga di conseguenza in modo proporzionale alla quantità $\int i \cdot dt$ che attraversa il dispositivo.
L'anodo si accorcia e la goccia di elettrolita segue il movimento spostandosi in senso inverso agli elettroni. I due elettrodi giocano un ruolo rigorosamente simmetrico: l'Indachron funziona quindi nei due sensi, cosa che ne permette la rimessa a zero elettronica o meccanica. Una corrente perfettamente alternata non produce alcun effetto visibile.
Un tubo di diametro dato è caratterizzato da un determinato coefficente K pari alla quantità di elettricità, espressa in Coulomb, necessaria per spostare l'indice di 1 mm. Conoscendo il coefficente K, è quindi possibile graduare la scala dell'Indachron in Coulomb. Lo spostamento dell'indice mostra quindi la quantità di elettricità $Q = \int i \cdot dt$ che ha attraversato il dispositivo.
A corrente costante, la quantità di elettricità che attraversa l'Indachron è $Q = \int i \cdot dt = Io \cdot t$: essa è quindi proporzionale al tempo. I fogli di caratteristiche che accompagnano l'Indachron indicano il valore di Io per un fondo-scala di 1.000 ore, cosa che permette di calcolare facilmente altri valori di Io per un desiderato valore del fondo-scala.
Il passaggio di una successione di impulsi attraverso l'Indachron, qualsiasi sia la forma degli impulsi e ammesso che la successione sia ripetitiva, si riduce al passaggio di una certa quantità di elettricità proporzionale al numero degli impulsi. E' quindi facile, conoscendo la quantità di energia associata a ciascun impulso e la costante K del dispositivo, graduare la scala dell'Indachron in numero di impulsi.
Si è visto quindi che il dispositivo descritto è estremamente versatile, in quanto, senza alcuna modifica, esso può essere impiegato come integratore, come misuratore di tempo e come contatore di impulsi.

Realizzazione

La prima difficoltà incontrata nella realizzazione di dispositivi di misura elettrolitici è stata la composizione e la purezza dell'elettrolita. In effetti, la più piccola impurità del mercurio, dell'elettrolita o del tubo contamina l'elettrolita e provoca il deterioramento del processo. Curtis negli USA e Tekelec in Francia, lavorando in stretta collaborazione, sono riusciti a risolvere questi problemi nel corso degli anni '60, con l'aiuto di istituti di ricerca.
Uno dei principali difetti dei vecchi Indachron era la loro sensibilità agli urti e alle vibrazioni: le colonne di mercurio si frammentavano o l'indice spariva. Questo difetto era particolarmente doloroso durante il trasporto (l'Indachron non presenta problemi se montato su un apparecchio pesante). Curtis riuscì a risolvere il problema impiegando tubi sempre più sottili; l'inconveniente associato è che è estremamente difficile realizzare tubi subcapillari a sezione costante e che il loro riempimento è tutt'altro che facile. Questo metodo ha permesso la realizzazione di dispositivi rispondenti alle specifiche spaziali, ma a prezzi esorbitanti.
La Tekelec suggerì un'altra soluzione: l'introduzione di un indice solido fra anodo e catodo. L'idea era semplice: ma occorsero più di due anni per trovare il materiale ideale, nello stesso tempo neutro e poroso e adatto ad essere ridotto ad una forma geometrica miniatura sufficientemente precisa. Oggi tutti gli Indachron dispongono di un indice solido e resistono ai colpi e alle vibrazioni. Essi possono essere quindi spediti senza precauzioni e montati su apparecchiature leggere soggette a vibrazioni. Gli Indachron sopportano colpi fino a 100 g secondo le norme NFC 20608.
Il problema della resistenza alla temperatura si è posto nelle applicazioni militari. Per ciò che concerne le temperature elevate, apparve che, a causa della dilatazione del mercurio, il tubo non resisteva al di sopra dei 65°C. Il problema fu risolto annegando il tubo entro una resina epoxy convenientemente scelta. Tutti i modelli militari sopportano temperature fino a 85°C.
Rispetto alle basse temperature, è sotto i —25°C che appaiono delle difficoltà: l'elettrolita comincia a solidificare e l'Indachron non funziona più. Ciò è raramente pericoloso, dato che i tempi di impiego a simili temperature sono trascurabili; tuttavia, se continua ad essere applicata la tensione di alimentazione, il dispositivo può essere distrutto. La soluzione scelta è stata aumentare bruscamente l'impedenza del dispositivo prima della solidificazione, cosa ottenuta attraverso un resistore di protezione che viene inserito automaticamente quando la temperatura scende sotto il limite critico. Tutti i modelli militari sono dotati di questo dispositivo di protezione e sono garantiti fino a temperature di —35°C.
L'ultimo punto che va sottolineato è che, se cresce eccessivamente la corrente attraverso il dispositivo, compaiono fenomeni parassiti che lo possono danneggiare. La massima corrente tollerata è 153 μA. A questo valore di corrente, la scala dei tempi si riduce a 50 ore. La corrente può essere abbassata praticamente senza alcun limite inferiore.

Il dispositivo, nella sua forma più diffusa, appare sotto la forma di un fusibile standard (6,35 x 32 mm.) e può essere montato in tutti i supporti che accettano questo genere di componenti. Sono disponibili sia senza contrassegni sia con scala neutra, e sono completamente reversibili.
Le applicazioni dell'Indachron S sono innumerevoli: citiamo di seguito alcuni esempi:

- funzionamento come integratore:
  - integrazione dei tempi di esposizione;

- sorveglianza della scarica di una batteria.
- funzionamento come misuratore di tempo:
  - registrazione dei tempi di funzionamento rispetto al cambiamento sistematico delle parti soggette a usura;
  - studi di affidabilità nel tempo;
  - manutenzione preventiva in funzione dei tempi di funzionamento.
- come contatore di impulsi:
  - conteggio del numero di caratteri impressi da una scrivente;
  - conteggio del numero di giri o di passagi (questa funzione può essere svolta senza alimentazione grazie ad un rivelatore di prossimità).

TEKELEC - Airtronic
Via G. Mameli, 31
20100 Milano
Tel. (02) 7380641

Magnetometro a effetto Josephson

Principio fisico del rivelatore

La magnetomeria ad effetto Josephson impiega come elemento fondamentale un rivelatore chiamato SQUID ("Superconducting Quantum Interference Device). Questo rivelatore, raffreddato a 4,2° Kelvin attraverso dell'elio liquido, è composto da una giunzione Josephson e da un'induttanza superconduttrice di valore molto piccolo, dell'ordine del nanohenry (figura 1).
La giunzione Josephson è una zona a debole superconduttività, vale a dire che passa da uno stato di superconduzione (resistenza nulla) ad uno stato di non-superconduzione (resistenza dell'ordine dell'ohm) quando la corrente che la attraversa supera la decina di microampere.
La tecnologia di questo rivelatore, messa a punto dal Laboratorio di Elettronica e Tecnologia dell'Informatica Francese, si richiama ad una evaporazione di niobium (metallo superconduttore a temperature inferiori a 9°K) su un cilindro di quarzo, seguito da un'incisione fotolitica per realizzare il restringimento, o microponte. Il valore della corrente in corrispondenza del quale il microponte passa dallo stato di superconduzione a quello normale (corrente critica) è raggiunto tramite una sequenza di impulsi che modificano le sue proprietà fisiche (brevetto C.E.A.).
Il flusso magnetico all'interno dell'induttanza non può assumere che dei valori quantificati, multipli di Φ, quanto del flusso ($\Phi = 2{,}07 \cdot 10^{-15}$ Wb o $2{,}07 \cdot 10^{-2}$ G · cm^2).
Quando un campo è applicato allo SQUID, quest'ultimo genera una corrente di compensazione (Legge di Lenz), per annullare il flusso all'interno. Quando questa corrente supera la corrente critica, il microponte cambia stato ed un quanto di flusso penetra all'interno dello SQUID. La corrente di compensazione riparte da zero per raggiungere di nuovo la corrente critica. Il comportamento del rivelatore è quindi periodico in funzione del flusso, con un periodo Φ.
La risoluzione del dispositivo raggiunte 10^{-5} Φ con un hertz di banda passante. Questo valore dipende da molti parametri importanti, quali l'induttanza, la corrente critica e la frequenza di eccitazione.

Principio della misura; descrizione del magnetometro.

Lo SQUID si comporta come un dispositivo la cui impedenza varia periodicamente in funzione del flusso applicato. Per mettere in evidenza queste variazioni, lo SQUID è accoppiato magneticamente ad un circuito risonante LC, ciò si misura l'impedenza dello SQUID in radiofrequenza.
Questa misura è effettuata da un riflettometro seguito da un amplificatore e da un rettificatore (Fig. 2).
Il generatore di controllo ed il filtro passa-basso permettono la generazione di un campo conosciuto dentro lo SQUID e quindi di verificarne il funzionamento.
Per migliorare il rapporto segnale/rumore, il segnale è trasportato su una portante audiofrequenza, modulando il campo magnetico, e successivamente rivelato in sincronismo con la portante modulante (ciò non è rappresentato in figura). La risposta del sistema è poi resa lineare utilizzando lo SQUID come rivelatore di zero in un sistema a controreazione. Il flusso di controreazione, ottenuto amplificando il segnale dopo la rivelazione ed

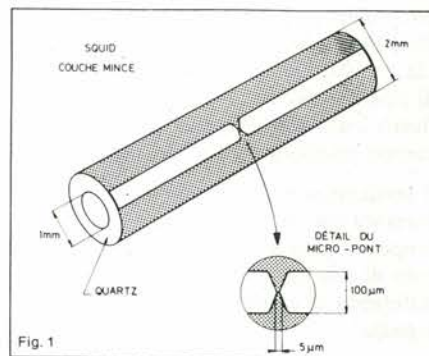



Fig. 1

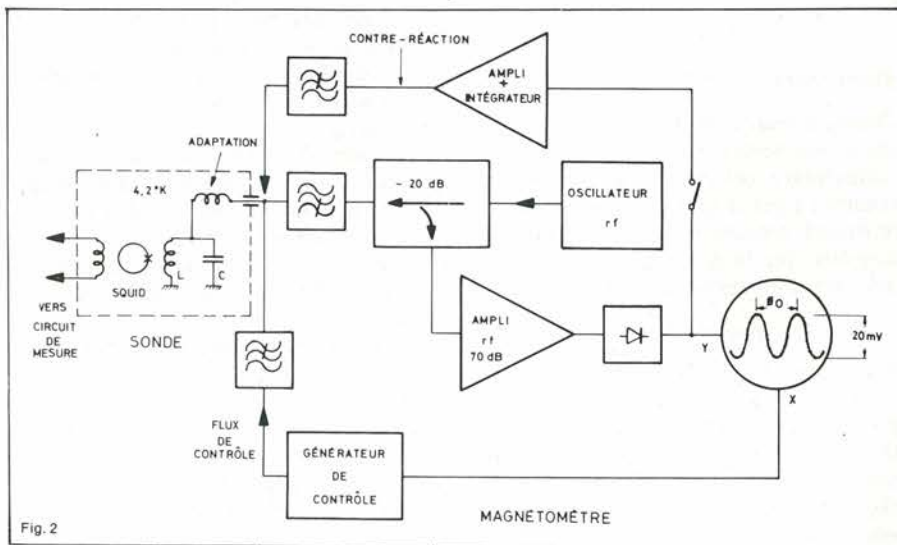



Fig. 2

SELEKTOR

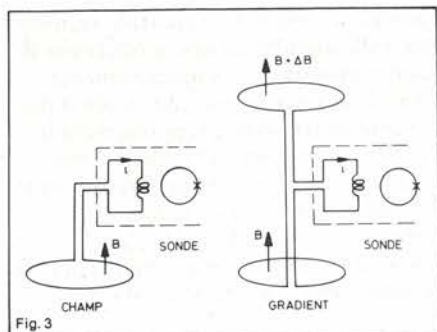
integrandolo, permette di mantenere il flusso nello SQUID nullo.
Un "trasformatore di flusso" permette di riportare al livello della sonda un flusso nello SQUID proporzionale al campo magnetico in misura (Figura 3).

Il trasformatore è superconduttore, e la corrente che lo attraversa è proporzionale al campo B applicato. Nel caso di misura dei gradienti, è la differenza di campo che produce un segnale.

Applicazioni.

Campo d'applicazione.

Le ultime sensibilità raggiunte con il magnetometro descritto sono di 10^{-14} $T/\sqrt{Hz}$ ($10^{-5}\ \gamma\ /\sqrt{Hz}$, $10^{10} G/\sqrt{Hz}$) nel caso di una misura di campo e di $10^{-13} T/m/\sqrt{Hz}$ nel caso di una misura di gradienti. Queste eccezionali sensibilità ne fanno il miglior magnetometro attualmente disponibile per frequenze che si estendono dalla continua a qualche decina di hertz. La misura di campo è direttiva; essa fornisce la variazione del campo e non il suo valore assoluto.

Fig. 3

Applicazioni in fisica

Questo apparecchio può essere impiegato nella fisica delle basse temperature, per misure magnetiche (campo) e per le grandezze associate (corrente, tensione). Il suo impiego è suggerito per la definizione di una scala assoluta di temperatura, fino a 10°K.

Applicazioni geofisiche

La gamma di frequenze e la sensibilità permettono la realizzazione di misure molto precise del campo magnetico terrestre: un magnetometro differenziale può essere ridotto ad un volume abbastanza piccolo, tenuto conto della sensibilità.

Applicazioni biomagnetiche.

Lo studio dei campi magnetici generati dal corpo umano (cuore; 10^{-10} T, cervello: 10^{-12} T) non può essere affrontato se non con l'impiego di questo tipo di magnetometro.
CEN/G-LETI
85X 38041 Grenoble Cedex

15 kHz per orecchie d'oro!

Tutti "sanno" che una banda di 20 kHz è indispensabile per un eccellente di riproduzione. Tuttavia, tale affermazione è da qualche tempo l'argomento di aspre discussioni fra i "professionisti" dell'amplificazione audio. La principale ragione di questo strano interesse risiede nella comparsa della tecnica digitale nei sistemi di amplificazione audio. In questi sistemi, il segnale audio deve essere "campioanto", ed è la frequenza di campionamento che stabilisce la banda passante. La gamma proposta per la frequenza di campionamento varia da 32 a 54 kHz, cui corrisponde una banda passante teorica rispettivamente di 16 e 27 kHz. E' qui che si sviluppa la battaglia ...
I partigiani dei 32 kHz (per la maggior parte responsabili della radiodiffusione) sostengono che "nessuno nota la differenza quando proviamo apparecchi con campionamento a 32 kHz".
"Nessuna meraviglia" rispondono gli avversari, "voi utilizzate da anni filtri passa-basso a pendenza ripida che tagliano a 15 kHz". I costruttori di apparecchi di riproduzione digitali portano nella discussione un nuovo elemento: "Noi non vendiamo apparecchiature digitali le cui caratteristiche non uguaglino le caratteristiche delle apparecchiature classiche. Una banda passante superiore ai 20 kHz è quindi assolutamente necessaria".
Alla convenzione AES che si è tenuta l'anno scorso ad Amburgo, molti gruppi hanno annunciato che avrebbero iniziato esperimenti per determinare quale sia (nella realtà) la banda passante indispensabile per una riproduzione ad alta fedeltà. Quest'anno, alla convenzione AES tenutasi a Bruxelles, sono stati presentati alcuni risultati.
Una serie di esperimenti tipici può essere descritta come segue. Un segnale speciale, contenente armoniche fino a 25 kHz, viene riprodotto attraverso altoparlanti speciali. Un gruppo di auditori particolarmente smaliziati (ingegneri del suono e altre "orecchie d'oro") sono scelti come giudici. Sono stati sperimentati filtri con taglio a 15 kHz, 18 kHz e 20 kHz, dal settimo al tredicesimo ordine, inserendo o no la correzione di fase. E' stata impiegata una coppia di altoparlanti (entrambi filtrati oppure no), oppure due segnali differenti, l'uno originale, l'altro filtrato.
I soggetti dovevano determinare, per confronto, se vi era qualche differenza fra i due segnali.
Va notato che non si trattava di una stima qualitativa. L'unica domanda posta era: "Può osservare una *qualsiasi* differenza fra i due segnali?" Dato che le sole risposte possibili erano "Sì" o "No", delle risposte a caso avrebbero dovuto dare una ripartizione del 50%.
In questo genere di test, viene di solito considerata significativa una differenziazione delle risposta del 75%.
I risultati sono stati assai sorprendenti ... Anche con la peggiore delle combinazioni possibili (due filtri del tredicesimo ordine con taglio a 15 kHz posti in cascata, senza correzione di fase), la percentuale di risposte positive è stata soltanto del 62% per la componente più smaliziata del gruppo, e del 57% per l'intero gruppo.
In conclusione, anche applicando un filtro a 15 kHz, la differenza non è rilevabile se non in condizioni particolari: altoparlanti a banda passante sufficientemente ampia, ascoltatori con orecchi particolarmente allenati e possibilità di comparazione diretta.
Condizioni piuttosto improbabili nella pratica!! Sarà interessante osservare la reazione dei "professionisti" del suono: accetteranno di buon grado queste informazioni (OK, è dimostrato!"), oppure le rifiuteranno in maniera dogmatica ("Noi, non ci crediamo"), chiedendo nuovi esperimenti? Occorre notare che già tre gruppi di ricerca hanno fornito risultati identici: un rappresentante dei responsabili della radiodiffusione, un costruttore di registratori digitali che ha annunciato un nuovo sistema digitale su disco, ed un fabbricante di dischi.
Da una comunicazione AES presentata alla 62ª convenzione: "Quale è la banda passante necessaria per una ottima trasmissione del suono?" - G.H. Pleng, H. Jacubosky e P. Schöne.

AES Europe Office
Zevenbunderslaan 142,
B 1190 - Bruxelles

timer logaritmico per camera oscura

Lineare o logaritmico

Quando si fa una fotografia, si può variare l'esposizione della pellicola in due modi, o alterando la velocità di chiusura dell'otturatore, o aumentando l'apertura della camera. L'aumento dell'apertura di un passo, raddoppia la quantità di luce che investe la pellicola, il dispositivo di apertura è cioé calibrato logaritmicamente.
Nella camera oscura, mentre si stampa o si ingrandisce, si varia l'esposizione della carta fotografica modificando il tempo per cui la lampada resta accesa. Anche in questo caso, una scala logaritmica è appropriata. Per esempio, consideriamo un timer con una scala lineare calibrata da 0 sec. a 100 sec. in intervalli di 5 sec. Il primo stop da 5 a 10 secondi raddoppierà il tempo di esposizione. Ma alla sommità della scala un cambiamento del tempo di esposizione da 95 a 100 secondi produce un effetto trascurabile, dato che questo ultimo stop rappresenta un cambiamento del tempo di esposizione da 95 a 100 secondi produce un effetto trascurabile, dato che quest'ultimo stop rappresenta un cambiamento solo del 5% del tempo di esposizione. Questo significa che: a) la scala di temporizzazione è graduata troppo precisamente all'estremità superiore ma è probabilmente graduata grossolanamente all'estremità inferiore, e b) che la portata di un simile timer è limitata, dato che estenderla a 200 secondi richiederebbe un interruttore a 40 posizioni!
Questo inconveniente può essere superato costruendo un timer digitale programmato da interruttori numerici ("controvers"), ma ci sarebbe ancora la difficoltà fondamentale di dover misurare di quanto aumentare o diminuire il tempo di esposizione per ottenere una stampa più chiara o più scura.
Nel circuito descritto qui, ogni incremento dell'interruttore di temporizzazione fa raddoppiare il tempo di esposizione, in questo modo, ogni posizione dell'interruttore avrà lo stesso effetto sulla densità della stampa finale. Se si richiede un incremento più preciso, c'è una posizione di "mezzo passo" che aumenta il tempo di esposizione in base al fattore $\sqrt{2}$.
Uno schema blocchi del timer è dato in figura 1. Impulsi da un generatore di clock a 10 Hz sono divisi da un contatore il cui fattore di divisione può essere fissato a 5 o a 7 per mezzo di S1a. Nella posizione "× 1,4" il periodo dell'impulso d'uscita è i 7/5 (= 1,4) del periodo della forma d'onda di uscita con S1a nella posizione - dividere per 5 -. Dato che 1,4 è un'approssimazione accettabile di $\sqrt{2}$, l'intervallo di temporizzazione con S1a nella posizione "× 1,4" è $\sqrt{2}$ volte l'intervallo di temporizzazione con S1a nella posizione "× 1".
La frequenza di clock così divisa è allora mandata al circuito start/stop ed anche a un contatore binario a 12 bit. Il circuito start/stop è provvisto di uscita Q e $\overline{Q}$ nello stato di riposo l'uscita $\overline{Q}$ è alta, mantenendo il contatore binario nella posizione di reset. Quando lo start è premuto, l'uscita Q diventa alta in corrispondenza della prima transizione positiva del clock. Ciò rimuove la condizione di reset del contatore, il quale inizia a contare gli impulsi di clock. S2 è impiegato per scegliere la particolare uscita del contatore alla quale l'intervallo di temporizzazione deve essere chiuso. Quando questa uscita diventa alta, l'uscita Q del circuito start/stop diventa bassa e l'uscita $\overline{Q}$ diventa alta, ciò ferma il conteggio e rimette a zero il contatore. C'è anche uno stop manuale per la rimessa a zero del timer durante l'accensione iniziale, o per un'interruzione dell'intervallo di temporizzazione.
Dato che ogni stadio del contatore binario divide per due la frequenza di uscita dello stadio precedente, il periodo di uscita di ogni stadio è 2 volte quello dello stadio precedente, ed ecco come si ottiene la scala logaritmica di temporizzazione. Si possono usare le uscite Q e $\overline{Q}$ per pilotare uno o due relays per accendere la lampada dell'ingranditore/stampatore durante l'intervallo di temporizzazione e, se richiesto, per spegnere la luce di sicurezza della camera oscura.
Il circuito completo del timer è dato in figura 2. Il generatore di clock è un multivibratore astabile costruito attorno a due porte NAND, N1 e N2. La frequenza di clock è divisa da IC1, un contatore decimale tipo 4017.
A seconda della posizione di S1 esso conterà fino a 5 o fino a 7 prima di tornare a zero attraverso N3 e N4. Gli impulsi di clock divisi sono disponibili all'uscita di N3.
Il circuito start/stop comprende due D flip-flop, FF1 e FF2. Nello stato di riposo,

Sebbene non vi sia mancanza di progetti per timer da camera oscura, molti di questi soffrono del doppio inconveniente di una scala di temporizzazione lineare e di controlli scomodi che lasciano l'utente a brancolare nel buio. Il progetto presentato qui supera questi svantaggi avendo una scala di temporizzazione logaritmica e controlli particolarmente studiati.

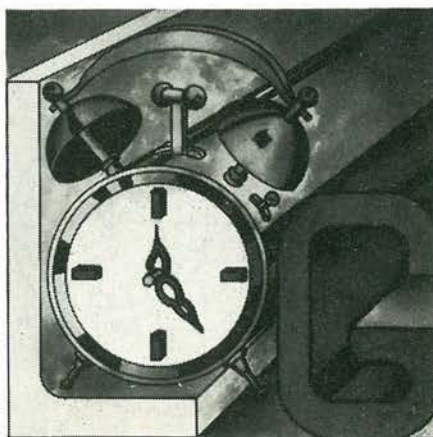
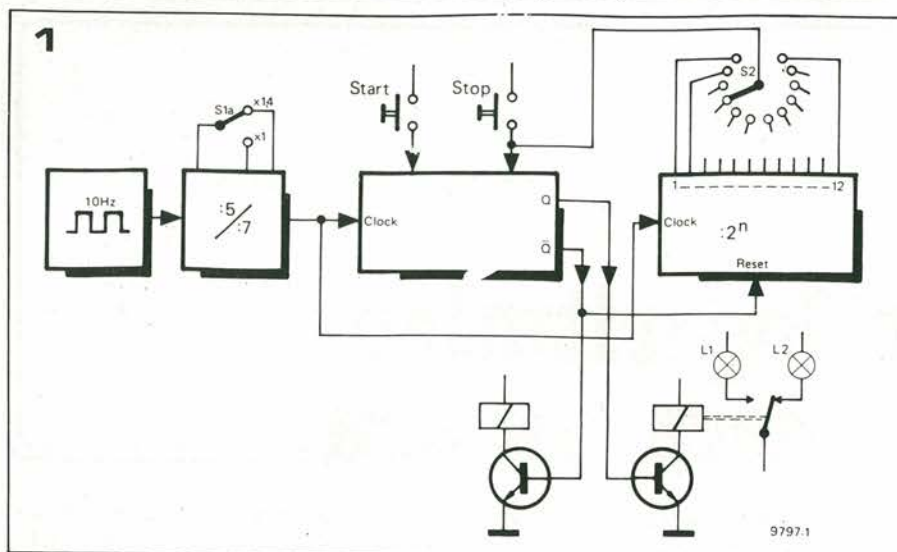
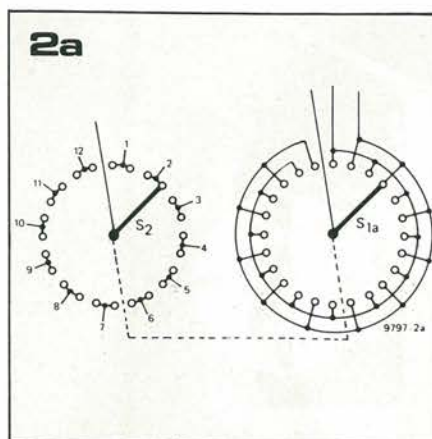
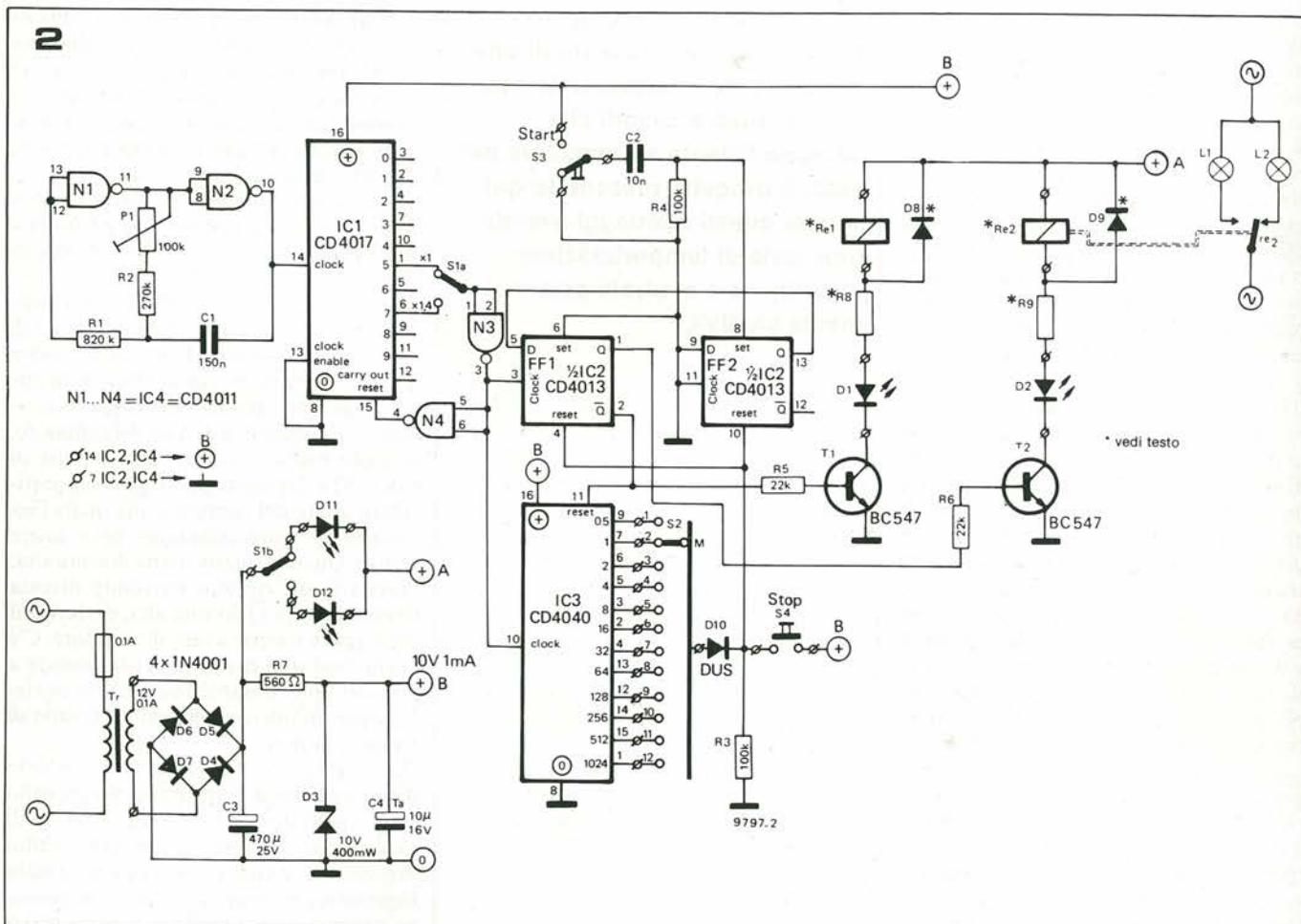



Figura 1. Schema a blocchi del timer. Gli impulsi di clock prodotti da un oscillatore sono divisi per un fattore 5 o 7 in un circuito di "prescaler". Il circuito di start/stop controlla il cuore del temporizzatore, un contatore binario a 12 bit. Agendo su S2 è possibile determinare la lunghezza del periodo di temporizzazione, che varia fra 2 e 2^{12} volte il periodo degli impulsi uscenti dal prescaler.

Figura 2. Circuito elettrico completo del temporizzatore per camera oscura. Un cablaggio alternativo impiegante un commutatore a due vie e ventiquattro posizioni al posto di S1 e S2, è illustrato in figura 2a.

per esempio quando lo stop è stato premuto, entrambi questi flip-flop saranno nello stato di reset. L'uscita $\overline{Q}$ di FF1 manterrà alta l'entrata di reset del contatore binario IC3, impedendogli così di contare.

Quando lo start è premuto, C2 si carica attraverso R4, producendo un impulso positivo per eccitare FF2. L'uscita Q di FF2 terrà ora alta l'entrata D di FF1, così sulla successiva estremità positiva dell'impulso di clock l'uscita $\overline{Q}$ di FF1 diventerà bassa permettendo a IC3 di cominciare a contare Quando l'uscita di IC3 scelta da S2 diventa alta, l'impulso positivo ai capi di R3 resetterà FF1 e FF2, e questi a loro volta resetteranno IC3.

La lunghezza dell'intervallo di temporiz-

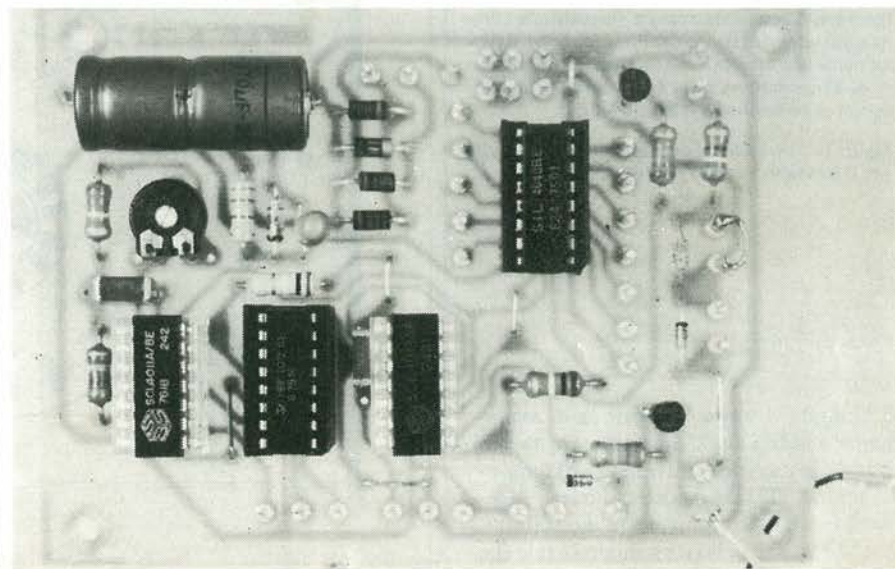
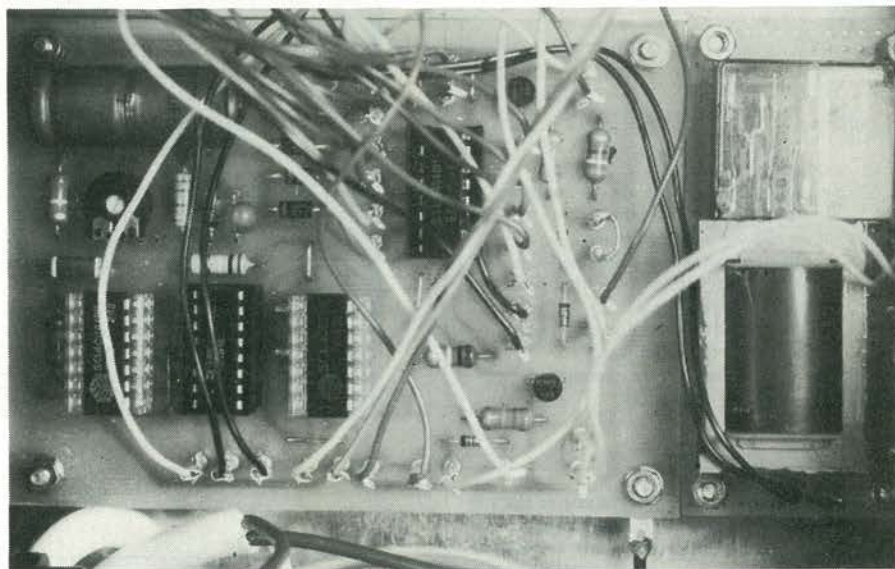
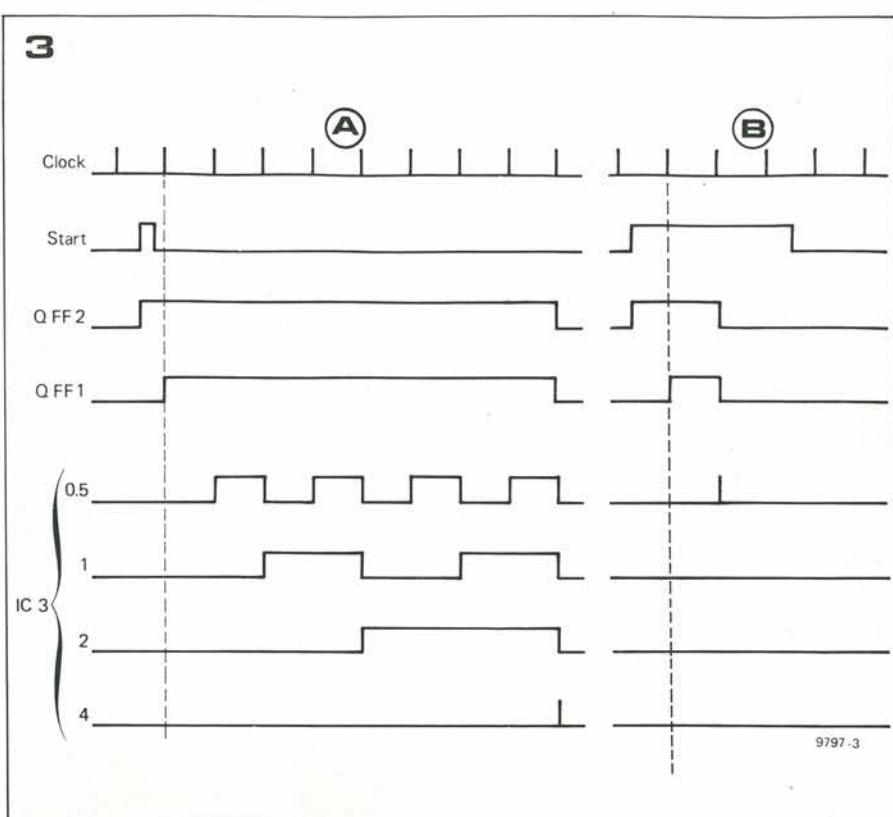
zazione va da 0,5 secondi a 1024 secondi, ma, se desiderato, può essere cambiata facilmente modificando il generatore di clock.

Durante l'intervallo di temporizzazione, T2 è portato in saturazione dall'uscita Q di FF1, accendendo così D2 per indicare che si sta realizzando l'intervallo di temporizzazione, ed eccitando R e 2 ad accendere la lampada dell'ingranditore/stampatore. Nello stesso tempo si spegne T1, estinguendo D1 e disabilitando Re1 per spegnere la luce di sicurezza della camera oscura. Naturalmente si prevede che si usino relays a un solo polo con contatti normalmente aperti per Re1 e Re2. Se si usa un relay con un contatto a commutazione, allora questo può accendere l'ingranditore e spegnere la luce di sicurezza simultaneamente, nel qual caso Re1 può essere omesso e i terminali Re1 sul circuito stampato possono essere collegati fra loro con uno spezzone di filo. Il voltaggio e la capacità di corrente del relay devono essere sufficienti a sopportare le correnti della lampada. Le caratteristiche della bobina di eccitazione del relay devono essere 12V/50 mA o meno. In questo caso R8 e R9 potrebbero essere sostituiti da ponticelli di cortocircuito. Comunque, se si scelgono relay con tensione d'eccitazione inferiore, si devono scegliere i valori di R8 e R9 in grado di limitare correnti LED a 50 mA. Per esempio, se si deve usare un relay da 6V/50 mA nominali, R8 (o R9) deve essere

$$\frac{12-6}{50}\ \mathrm{k}\Omega = 120\ \Omega$$

La figura 3 mostra un diagramma di temporizzazione per il circuito. Nella parte di sinistra del diagramma, S2 è stato posizionato per un tempo di 4 secondi. Dopo che lo start è stato premuto, l'uscita Q di FF1 diventa alta al successivo impulso di clock e rimane alta fino a quando l'uscita 4 del contatore diventa alta, allora il circuito ritorna a zero. La parte di destra del diagramma mostra che l'intervallo di temporizzazione non è influenzato da una pressione dello start prodotta inavvertitamente. In questo caso l'intervallo di temporizzazione è fissato a 0.5 secondi e viene raggiunto anche se lo start è premuto più a lungo.

Costruzione

Un circuito stampato e la pianta dei componenti per il timer sono dati in figura 4. Si richiede molta attenzione nella costruzione se il timer deve essere sicuro e facile da usare. La figura 5 mostra una pianta del pannello frontale. L'interruttore a dodici posizioni è fornito di una manopola alla quale è attaccato un disco in "perspex" graduato in ventiquattro intervalli di temporizzazione. D11 è messo sotto il disco in modo da illuminare gli intervalli "pieni", cioè 0.5, 1, 2, 4, 8, secondi etc., mentre D12 è messo in modo da illuminare gli intervalli "a metà" cioé 0.7, 1.4, 2.8 secondi etc. I LED D1 e D2 sono montati per indicare la successione dei bottoni da premere; così D1, che é acceso quando il timer è in ripo-

Elenco componenti della figura 4

Resistori:
R1 = 820 k
R2 = 270 k
R3, R4 = 100 k
R5, R6 = 22 k
R7 = 560 Ω
R8 = vedere testo
R9 = vedere testo

Condensatori:

C1 = 150 n
C2 = 10 n
C3 = 470 μ/25 V
C4 = 10 μ/16 V tantalio

Semiconduttori:

D1, D2, D11, D12 = LED
D3 = zener 10 V/400 mW
D4, D5, D6, D7 = 1N4001 o equivalente
D8 = 1N4148 o equivalente (vedere il testo)
D9 = 1N4148 o equivalente
D10 = DUS
T1, T2 = BC547
IC1 = CD4017
IC2 = CD4013
IC3 = CD4040
IC4 = CD4011

Varie:

S1 = deviatore a levetta
S2 = commutatore ad una via, 12 posizioni
S3, S4 = deviatori a pulsante
fusibile da 100 mA e portafusibile
Re1 = relay con bobina di eccitazione da 12V/50 mA un contatto normalmente aperto da 240 V (vedi testo)
Re2 = identico ad Re1, oppure con un contatto di scambio (vedi testo)
Tr = trasformatore di rete, secondario 12V 100 mA due prese da pannello

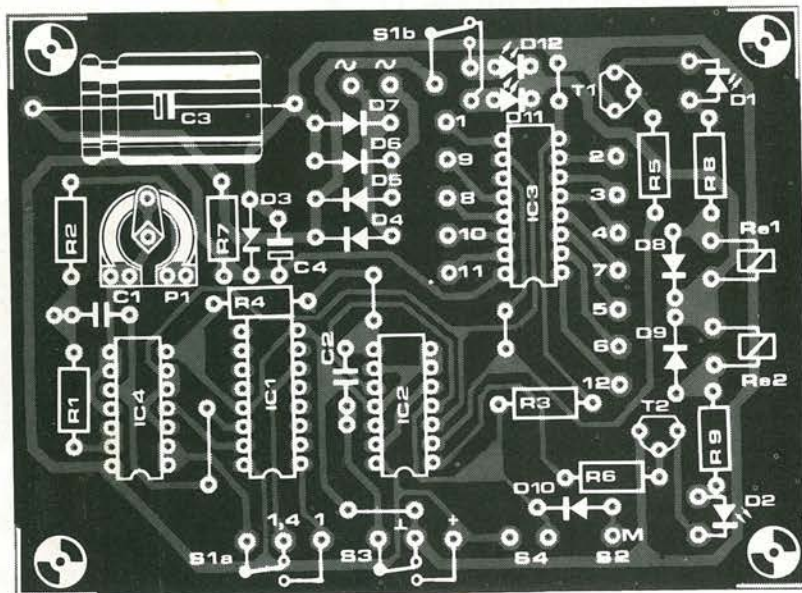
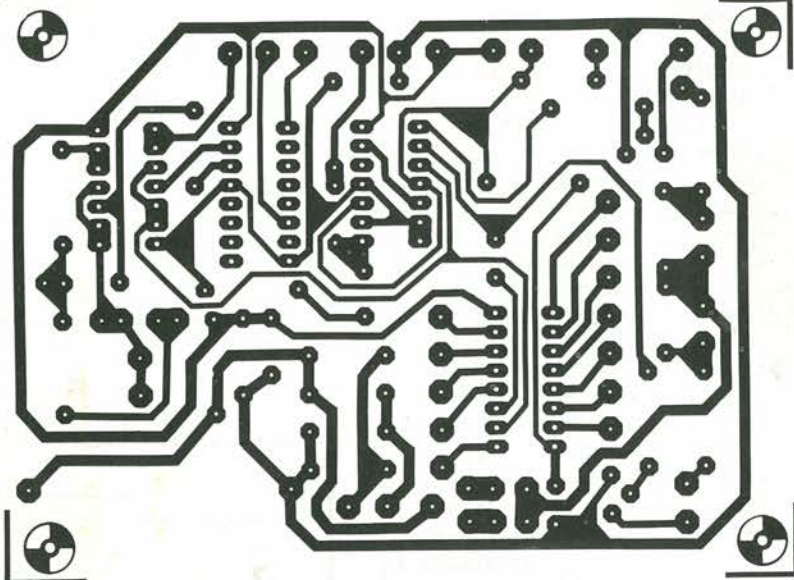
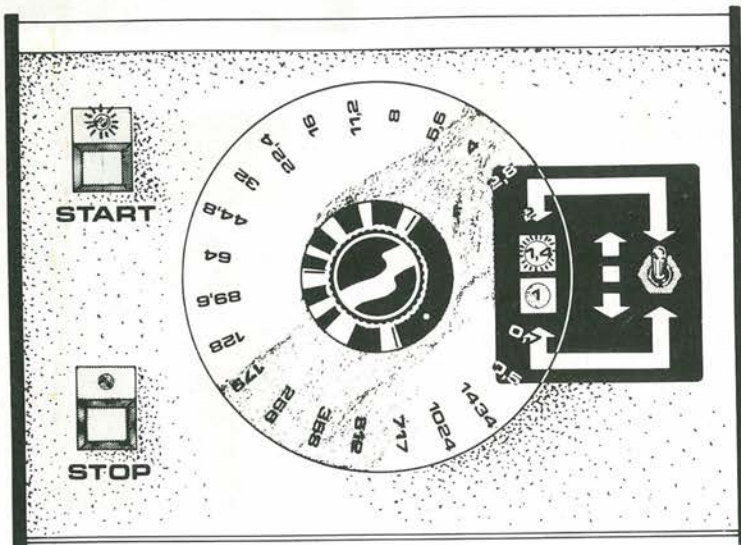



Figura 3. Diagramma di temporizzazione per il timer da camera oscura. Per semplicità sono indicate solo le prime quattro uscite del contatore binario.

Figura 4. Circuito stampato e disposizione componenti relativi al temporizzatore descritto. Esternamente alla basetta sono montati il trasformatore di alimentazione rete, il (o i) relay e gli interruttori di comando (S1, S2, S3 ed S4).

Figura 5. Disposizione dei componenti suggerita per il pannello frontale del temporizzatore.

so è montato vicino al bottone di avviamento, e indica che si deve premere questo bottone per avviare la sequenza di temporizzazione. D2, che è acceso durante la sequenza di temporizzazione, è montato vicino al bottone dello stop in modo tale che

4

5

SERVIZIO ABBONAMENTI
A CONDIZIONI SPECIALI

Non occorre francobollo.
Affrancatura a carico del destinatario, da addebitarsi sul conto di credito n. 16/5368 presso la Direzione Prov. PP. TT. di Milano.

JCE
Divisione Abbonamenti Elektor
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo

SERVIZIO CIRCUITI STAMPATI

Affrancatura a carico del destinatario, da addebitarsi sul conto di credito n. 4632 presso la Direzione Prov. PP. TT. di Milano.

GBC Italiana s.p.a.
Divisione EPS Elektor
Casella Postale 3988
20100 Milano

Nome ______

Cognome ______

Via ______

Città ______ C.A.P. ______

Data ______ Firma ______

Codice Fiscale (indispensabile) ______

nviatemi direttamente o tramite il punto di vendita GBC a me più vicino i seguenti circuiti stampati.

Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione.

Elektor n. 1 giugno 1979

☐ EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 6.000
☐ EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
☐ EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
☐ EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
☐ EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
☐ EPS 9743	comando automatico per il cambio delle diapositive	L. 2.500
☐ EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
☐ EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
☐ EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L. 3.400
☐ EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

Elektor n. 2/3 luglio/agosto 1979

☐ EPS HB11+HB12	austereo: alimentatore + amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
☐ EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
☐ EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
☐ EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
☐ EPS 77005	distorsiometro	L. 5.900
☐ EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
☐ EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
☐ EPS 9398+9399	preamplificatore preco	L. 10.500
☐ EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

Elektor n. 4 settembre 1979

☐ EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
☐ EPS 9860	PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900
☐ EPS 9817-1+2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
☐ EPS 9970	oscillographics	L. 5.500
☐ EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
☐ EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
☐ EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

Nome ______

Cognome ______

Via ______

Città ______ C.A.P. ______

Data ______ Firma ______

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) ______

☐ Desidero sottoscrivere un abbonamento alla rivista elektor da ottobre 1979 a dicembre 1980 al prezzo speciale di L. 22.000 anziché L. 30.000.

☐ Allego alla presente assegno per il relativo importo.

☐ Pagherò contro-assegno al ricevimento del 1° numero.

☐ Ho versato l'importo sul ccp n. **315275** intestato a ICE-Milano.

questo bottone possa essere trovato facilmente, quando occorre fermare il timer. Come alternativa a S1 e S2 si può usare un commutatore a due poli e 24 vie installato come mostra la figura 2a.

La via di questo commutatore che sostituisce S1 è installata in modo tale da commutare IC1 alternativamente tra "× 1" e "× 1.4", mentre la via che sostituisce S2 è installata in modo tale da cambiare l'uscita selezionata di IC3 ogni due posizioni del commutatore stesso. S1b e D12 sono allora superflui e D11 è inserito in permanenza per illuminare il disco in perspex. Comunque, dovrebbe essere chiaro che interruttori a 24 vie non sono molto facili da trovare, ecco perché l'approccio a due interruttori è stato adottato fin dall'inizio. In vista del fatto che in una camera oscura si lavora spesso con le mani bagnate, e che ci sono probabilmente molti punti a terra come rubinetti, la costruzione meccanica ed il cablaggio devono essere ad un livello molto alto, per impedire ogni pericolo di shock elettrico. Primo, la cassa del timer deve essere impermeabile (non si richiede ventilazione dato che il consumo di potenza è basso), e tutte le parti metalliche dovrebbero essere collegate in modo sicuro alla linea di terra. Tutti i collegamenti devono essere fatti usando cavi adatti e a doppio isolamento, e devono essere assicurati con morsetti per evitare il pericolo che un filo scoperto tocchi una parte metallica della cassa.

Le uscite della lampada dai relay possono essere sistemate sul retro del contenitore e realizzate con normali prese da pennello. Un ultimo provvedimento di sicurezza, come con qualsiasi apparecchio elettrico da usare in condizioni di umidità, per esempio lavatrici, falciatrici etc., è utile fornire l'impianto elettrico della casa di un interruttore a scatto automatico per correnti di dispersione.

Calibratura

Per tarare il timer basta semplicemente fissare S1 e S2 a un intervallo convenientemente breve (come 8 sec.) e regolare P1 finché il timer eguaglia un riferimento, come un cronometro. Poi bisogna provare il timer ai livelli più alti, perché un intervallo di temporizzazione più lungo permette un migliore controllo della precisione, e infine regolare di nuovo P1 se necessario.

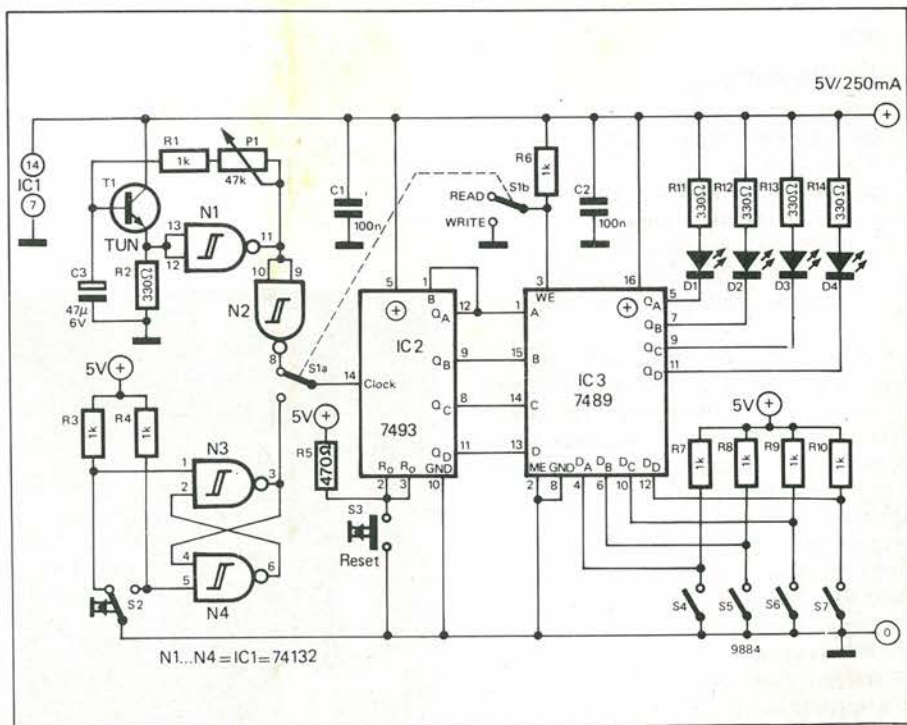
divertitevi con una RAM

(M. de Bruin)

Il seguente circuito è una semplice illustrazione di come interfacciare « hardware » periferiche con una RAM.

Le memorie « ad accesso casuale » (Random Access Memories-RAM) sono solitamente usate nelle applicazioni di microprocessori in cui i dati da immagazzinare debbono essere cambiati o modificati con facilità. Le RAM statiche, come quella usata in questo circuito, usano la inerente capacità di immagazzinamento di un dispositivo bistabile, come un flip-flop. Una RAM statica conserverà l'informazione finchè essa non sarà cambiata o fino a che non sarà tolta l'alimentazione al dispositivo. Fondamentalmente questo circuito accende quattro LED con una sequenza predeterminata (programmata.) Ci sono 16 passi in questa sequenza, poichè la RAM (IC 3) è un dispositivo a 16 x 4 bit. Gli ingressi in codice B C D, piedini 1, 13, 14 e 15, sono connessi alle uscite di un contatore binario a 4 bit (I C 2). L'ingresso « clock » del contatore è pilotato da un circuito oscillante (T 1, N 1). Ad ogni impulso generato dal « clock », il contatore binario passa al successivo più alto numero B C D che a sua volta fa passare la RAM alla condizione successiva. La velocità di scorrimento dell'unità è determinata dalla frequenza di « clock »; essa può essere regolata per mezzo di P 1. Le uscite della RAM sono a collettore aperto e quindi possono pilotare direttamente i LED. Per programmare la RAM, l'interruttore S1 è posto in posizione « write ». Il nuovo programma è determinato dal posizionamento degli interruttori S4 ... S7. Il numero binario « 1 » corrisponde ad un interruttore aperto , grazie ai resistori R7...R10. Premendo S3 il contatore binario viene resettato a zero(BCD: ØØØØØ).Si posizionano gli interruttori programmatori S4...S7 nelle condizioni desiderate per il primo passo della sequenza. Premendo S2 si causa l'avanzamento di un passo del contatore, dopo di ché sarà possibile una nuova posizionatura degli interruttori per un nuovo programma. La pressione su S2 determinerà ogni volta il passaggio del contatore alla condizione successiva. Dopo il completamento del programma (tutti i 16 passi della sequenza desiderata saranno stati scritti nella RAM) il commutatore S1 sarà ruotato su « read ». Ciò farà partire il programma. Come sempre accade con le RAM, l'interruzione dell'alimentazione provoca la perdita del programma. ◾

PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica

Usando solo un Circuito Integrato (IC) e pochi componenti discreti è possibile costruire un circito pilota per un PPM, che fornirà un'indicazione su scala logaritmica del livello di entrata di picco AC. Il circuito può essere usato con un voltmetro a LED oppure ad ago mobile per formare un PPM compatto a due canali.

Un misuratore di livelli di segnali audio deve soddisfare parecchie condizioni. Primo, un segnale AC deve essere rettificato prima di essere rappresentato su un ago mobile o altri misuratori D.C.. Secondo, dato che i picchi di larghi segnali possono sovraccaricare lo strumento, il misuratore deve essere in grado di fornire una rapida risposta per segnalare i picchi. Inoltre, dato che i picchi dei segnali possono durare troppo poco per essere letti sul misuratore esso deve memorizzare i picchi abbastanza a lungo perché l'utente li possa leggere. In fine, dato che l'orecchio umano ha una risposta logaritmica, anche la risposta del misuratore deve essere logaritmica.

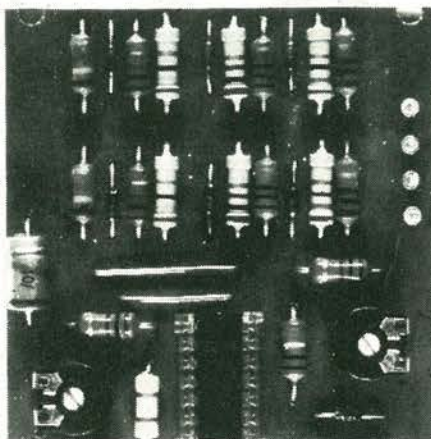
Schema blocchi

La figura 1 mostra lo schema blocchi del circuito pilota PPM. Esso consiste di due stadi, un rettificatore di picco (A) e un amplificatore logaritmico (B), con un controllo della sensibilità P1, tra i due.
Il rettificatore carica un condensatore al valore picco del segnale di ingresso AC e l'amplificatore logaritmico dà una tensione di uscita proporzionale al logaritmo della tensione DC sul condensatore. Questa uscita può essere usata per pilotare un ago mobile o un altro misuratore a scala lineare.

Circuito completo

Il canale sinistro del circuito pilota del PPM è mostrato in figura 2. Il rettificatore di picchi, costruito attorno ad A1 rettifica i mezzi-cicli negativi della forma d'onda di ingresso. Il segnale è applicato, via C1 e R2, all'ingresso invertente di A1. Il circuito del canale destro è identico, ma i componenti sono identificati da un apostrofo (').
In condizioni di riposo A1 opera in anello aperto, dato che D2 non è precedentemente influenzato e non c'è perciò retroazione negativa via R4. Quando la tensione di entrata diventa negativa, l'uscita di A1 diventa rapidamente positiva fino a raggiungere il limite. D2 conduce e C2 si carica rapidamente attraverso D2 e R5. L'equilibrio è raggiunto quando il voltaggio positivo su C2 è uguale al voltaggio di entrata negativo, quando la retroazione attraverso R4 avrà ridotto il voltaggio all'ingresso invertente di A1 quasi a zero. Nel caso di un segnale di entrata A.C., C2 naturalmente si caricherà ad un voltaggio positivo uguale al picco negativo del segnale di ingresso. Nei mezzi-cicli positivi del segnale d'entrata, l'uscita di A1 diventa negativa e D2 è influenzato in modo opposto. Poiché non c'è retrazione negativa verso l'ingresso invertito, viene messo D1 per limitare la massima escursione positiva in questo punto a 0,6 V, dato che altrimenti il livello di funzionamento normale di A1 potrebbe essere superato. Dato che C2 non può scaricarsi attraverso D2, le sue sole vie di scarica sono attraverso P1 e R4, ciò significa che il tempo di scarica costante del rettificatore è poco meno di un secondo.

Amplificatore logaritmico

Amplificatori logaritmici estremamente accurati possono essere fatti sfruttando la caratteristica esponenziale della tensione base-emettitore di un transistor. Comunque, questo tipo di amplificatore logaritmico è troppo complesso per essere usato in un semplice circuito PM, così l'approccio adottato è un'approssimazione "a segmenti lineari" di una curva logaritmica.
La principale caratteristica dell'amplificatore logaritmico è che la tensione di uscita aumenta in progressione aritmetica in risposta ad aumenti in progressione geometrica della tensione di entrata. Per fare un semplice esempio, se un'entrata di 10mV dà un'uscita di 1V, allora dieci volte questa (cioé 100mV) darà un'uscita di 2V e 1V darà un'uscita di 3V, etc. Un'approssimazione di questo tipo di curva può essere raggiunta riducendo progressivamente il guadagno di un'amplificatore operazionale quando la tensione di entrata verso l'amplificatore viene aumentata.
In figura 2, A2 ha un guadagno di circa 150 a bassi livelli, di segnale. Comunque, una volta che il livello di uscita raggiunge circa 4, 6V, D3 conduce aumentando la quantità di retroazione negativa e riducendo il guadagno. Ad una tensione di uscita di approssimativamente 5,6V, D4 conduce e, ad una tensione di uscita di circa 8V, D5 conduce. Il guadagno di A2 è così progressivamente ridotto all'aumentare del segnale di entrata. Naturalmente i diodi non conducono bruscamente e, ad una particolare tensione la loro resistenza dinamica si riduce gradualmente con l'aumentare della tensione stessa. Questo significa che la curva a segmenti lineari non è spezzata,

1

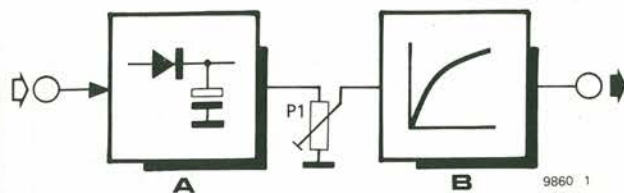
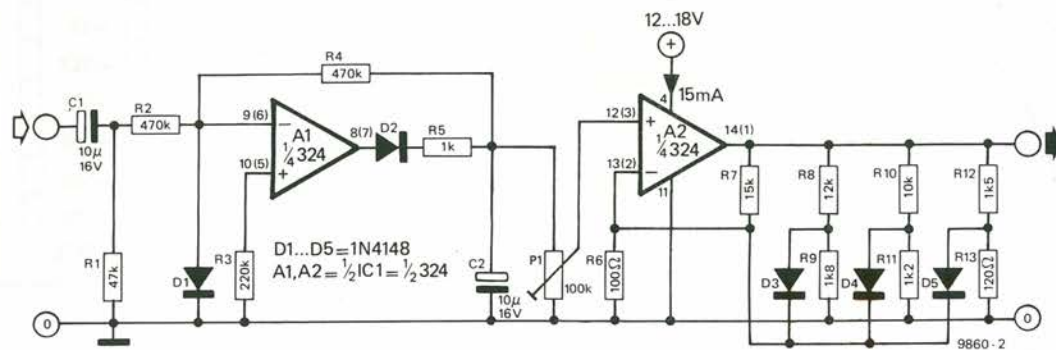



Tabella 1: Caratteristiche elettriche principali del circuito pilota PPM.

Sensibilità massima:	uscita nominale di 10 V DC per un segnale di ingresso di 150 mV RMS.
Massimo segnale in ingresso:	5 V RMS.
Impedenza d'ingresso:	≈ 43 k
Tensione di alimentazione:	12 ... 18 V DC (18 V è il valore massimo assoluto).
Consumo:	30 mA (15 mA per canale).

2

ma è relativamente smorzata come mostra la figura 3.

Sebbene questo metodo per produrre un'approssimazione della curva logaritmica sia semplice e a buon mercato, esso presenta uno o due piccoli inconvenienti. Primo, a causa delle tolleranze nei resistori e nei diodi usati nel circuito, ci possono essere deviazioni da una risposta veramente logaritmica. Ciò significa che due canali del misuratore potrebbero non dare la stessa lettura se alimentati con lo stesso segnale in entrata. Comunque i potenziometri P1 e P1' permettono un'accurata calibratura della lettura a fondo scala di entrambi i canali, così qualsiasi discordanza apparirà solo a piccoli livelli di entrata, dove non è poi così importante.

Il secondo inconveniente di questo sistema è che il misuratore ha una portata di poco superiore a 20 dB (intervallo della tensione d'ingresso proporzionale a 10 : 1). Comunque, questo è paragonabile alla portata calibrata di 23 dB di un contatore VU, o alla portata calibrata di 28 dB di un BBC PPM, e dato che il circuito è fatto principalmente per l'indicazione di segnali di picco e livelli di sovraccarico, questa portata relativamente piccola non costituisce un grande svantaggio. Se il circuito guida PPM è usato con un voltmetro UAA 180 LED, allora ognuno dei 12 LED rappresenta un gradino di circa 2 dB, come mostrato in figura 4.

Costruzione

L'uso di un'amplificatore operazionale 324 quad permette che una versione a due canali del circuito sia sistemata su un unico, compatto circuito stampato, del quale in figura 5 e 6 vengono dati la pianta dei componenti e il disegno delle piste ramate. Il circuito stampato è della stessa misura di quello per il voltmetro UUA 180 LED a due canali descritto altrove in questo numero, così le due basette possono essere

Figura 1. - Il circuito pilota dell'indicatore di picco consiste in un rettificatore, un condensatore che immagazzina il livello di picco, un controllo di sensibilità ed un amplificatore logaritmico. Il circuito può essere impiegato per pilotare strumenti a bobina mobile o voltmetri a LED.

Figura 2. - Circuito elettrico completo dello stadio pilota del PPM. Un rettificatore attivo realizzato attorno ad A1 rettifica ed inverte i semicicli negativi del segnale in ingresso e carica C2 al loro valore di picco. Il particolare circuito di retroazione attorno ad A2 riduce progressivamente il guadagno dello stadio man mano che l'intensità del segnale in ingresso cresce approssimando, per "tratti lineari" una curva logaritmica.

Figura 3. - Curva caratteristica di trasferimento dell'amplificatore logaritmico. Poiché i diodi passano gradualmente nello stato di conduzione, la transizione fra una parte della curva a la successiva è smussata, senza brusche variazioni.

Figura 4. - Se un voltmetro LED impiegante l'integrato UAA 180 è usato con il circuito pilota descritto, ciascuno dei dodici LED rappresenta un intervallo di 2 dB.

Figura 5 e 6. - Circuito stampato e disposizione dei componenti per il circuito pilota del PPM. La basetta ha le stesse dimensioni di quella impiegata per la realizzazione del voltmetro a LED descritto in questo stesso numero: esse possono essere quindi facilmente interconnesse a formare un'unità compatta (EPS 9860).

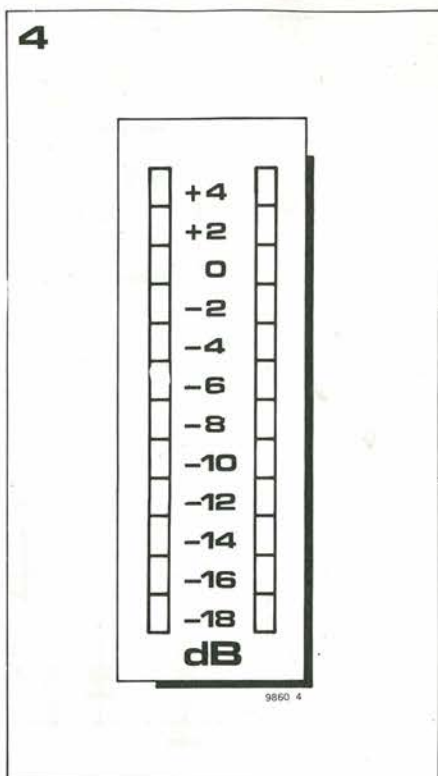
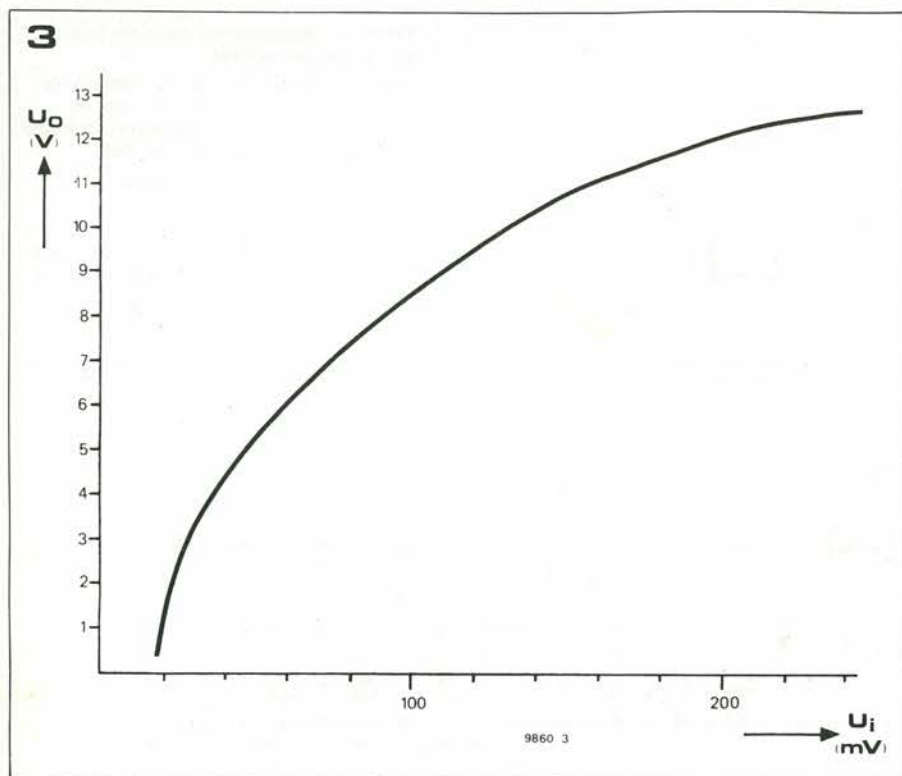
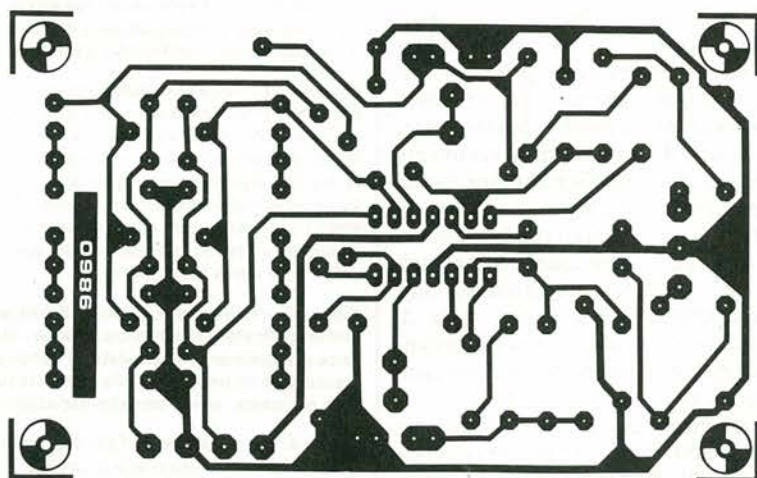
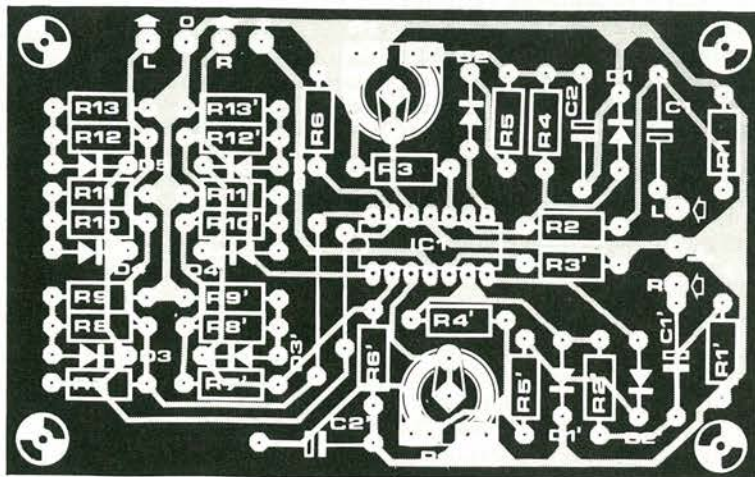
connesse a formare un compatto PPM a due canali.

Alternativamente, il circuito pilota può essere usato con un paio di strumenti ad ago mobile: strumenti da 100mA con resistori in serie da 100k strumenti da 1mA con resistori in serie da 10 k. Comunque, se si usano strumenti ad ago mobile è importante ricordare che il tempo di risposta del contatore sarà influenzato dall'inerzia meccanica dell'ago mobile; false indicazioni di sovraccarico possono essere fornite da strumenti con smorzamento non efficace di tale inerzia.

Controllo e calibratura

Il PPM richiede un alimentatore di potenza con tensione d'uscita compresa fra 12 e 18V. Se si usano contatori ad ago mobile, allora l'alimentatore dovrà essere in grado di fornire circa 30mA, ma se si usa la piastra di un voltmetro a LED, allora è necessario un alimentatore da 100mA.

Prima che le uscite del circuito guida del misuratore siano collegate alle entrate del voltmetro LED, questo deve essere calibrato per leggere 10V a fondo scala. Ciò viene raggiunto collegando le entrate L (sinistra) e R (destra) del voltmetro LED ad un alimentatore di potenza a tensione variabile, insieme a un multimetro fissato alla portata di 10V (o una portata più adatta). L'uscita dell'alimentatore di potenza è regolata finché il multimetro legge 10V, e P3 e P4 sulla piastra del voltmetro LED sono regolati fino a quando ogni LED in ogni colonna è acceso. Se si usano misuratori ad ago mobile con i valori di resistore specificati, questa procedura non è necessaria.

Le uscite della piastra del circuito pilota possono ora essere collegate alle entrate della piastra del voltmetro. P1 e P1' sulla tavola guida del contatore possono essere usate per stabilire la sensitività desiderata

di ogni canale. Questa dipenderà ovviamente dall'applicazione desiderata per lo strumento. La scala del misuratore può essere calibrata i modo lineare da − 18 a + 4 dB, segnando in rosso la porzione della scala superiore a 0 dB per indicare il sovraccarico. Se si usa il voltmetro LED, allora i LED verdi possono essere usati fino a − 2 dB, e i LED rossi da 0 a + 4 dB in modo tale che una condizione di sovraccarico possa essere vista facilmente.
In conclusione, il circuito guida del misuratore accetta un'entrata massima di 5V RMS. Se si devono misurare segnali di intensità maggiore (come uscite di amplificatori), allora deve essere incluso un resistore in serie che con ogni entrata divida il potenziale per R1. Per esempio un resistore da 180k permetterebbe di misurare segnali fino a 25V RMS.

Elenco componenti per canale sinistro.
Da duplicare per il canale destro.

Resistori:
R1 = 47 k
R2, R4 = 470 k
R3 = 220 k
R5 = 1 k
R6 = 100 Ω
R7 = 15 k
R8 = 12 k
R9 = 1k8
R10 = 10 k
R11 = 1k2
R12 = 1k5
R13 = 120 Ω
P1 = 100 k semifisso

Condensatori:
C1, C2 = 10 μ/16 V

Semiconduttori:
D1 ÷ D5 = 1N4148, 1N914
A1, A2 = 1/2 IC1 = 1/2 324

voltmetro LED con UAA 180

Gli IC Siemens UAA 170 e UAA 180, che sono stati disponibili per un certo tempo, sono sostituti elettronici di un convenzionale voltmetro ad ago mobile, e sono progettati per accendere una colonna di LED in risposta ad una tensione di entrata. Come la tensione di entrata aumenta, i LED si accendono uno dopo l'altro, indicando così il livello della tensione stessa. La principale differenza tra i due IC è che l'UAA 170 fa accendere solo un LED alla volta (quando un LED si accende il LED precedente nella colonna si estingue), mentre l'UAA 180 fornisce un'indicazione tipo termometro (i LED una volta accesi, stanno accesi, così a fondo scala l'intera colonna è illuminata). Entrambi questi IC possono essere usati per sostituire convenzionali voltmetri in applicazione che non chiedono molta precisione, essa è limitata a un sedicesimo nella scala di lunghezza dell'UAA 170 e un dodicesimo nella scala di lunghezza dell'UAA 180. Comunque la precisione può essere migliorata usando più di un integrato, come sarà descritto in dettaglio più avanti.

L'UAA 180 è più utile soprattutto in applicazioni che richiedono una rapida lettura del misuratore, come nei misuratori di livelli audio, dato che è molto più facile valutare la lunghezza di una colonna piuttosto che valutare la posizione di un punto luminoso mobile. L'UAA 170 facendo accendere un LED alla volta, consuma meno potenza ed è perciò più adatto per applicazioni in cui un'indicazione tipo termometro non è necessaria, per esempio in scale di sintonizzazione per radio FM varicap ed altre applicazioni generali come voltmetro.

La figura 1 mostra il principio base del voltmetro IC UAA 180 LED. Un numero di comparatori analogici hanno le loro entrate non invertenti unite assieme e collegate alla tensione di entrata che deve essere misurata. Le entrate invertenti sono collegate a tensioni di riferimento derivanti da un partitore che divide il potenziale tra i punti A e B. Con nessuna tensione di entrata, tutti i LED saranno spenti. Quando il voltaggio di entrata supera il voltaggio sull'ingresso invertente del primo comparatore, l'uscita del comparatore diverrà positiva e D1 si accenderà. Quando la tensione supera quella dell'entrata del secondo comparatore, anche D2 si accenderà e così via.

Questo articolo descrive il circuito di un voltmetro che usa un simile circuito integrato (IC), l'UAA 180 LED. Il voltmetro può essere collegato con il circuito guida PPM, descritto altrove in questo numero, per realizzare un misuratore compatto di livello audio, e un nuovo schema della piastra permette l'estensione del misuratore a qualsiasi numero di LED desiderato.

Un'interessante caratteristica dell'UAA 180, che come i lettori possono ricordare riguarda anche l'UAA 170, è che entrambe le estremità del partitore di tensione sono accessibili e il punto B non deve essere necessariamente a massa. Ciò significa che la portata del voltmetro è determinata dalla differenza di potenziale tra A e B, ma il punto zero della scala può essere fissato in modo indipendente variando il potenziale del punto B.

Questa facilitazione rende estremamente semplice costruire un voltmetro a "zero soppresso", che può essere utile in applicazioni in cui la tensione da misurare non cade mai al di sotto di un certo valore , e in cui la parte più bassa (zero = 0V) di un normale strumento sarebbe sprecata. Per esempio, in strumenti che usano batterie a secco a 9V, il minimo voltaggio utile della batteria deve essere di, diciamo, 8V. I voltaggi di batteria al di sotto di questo non interessano, dato che in quel caso la batteria è deteriorata, così il voltmetro ha bisogno di leggere solo al di sopra della portata di circa 8-10V. Usando l'UAA 180 per misurare solo al di sopra di questi due ordini di voltaggio, ovviamente si ottiene una migliore precisione che usandolo come un misuratore da 0 a 10V.

Un altro uso della configurazione a "zero soppresso" è la possibilità di estendere il display a 24 LED e anche più. Prendiamo per esempio un voltmetro che dovrebbe leggere da 0V a 2,4V in gradini di 0,1V. Esso richiederebbe due UAA 180. Le entrate dovrebbero essere congiunte in modo tale da essere alimentate con la stessa tensione, ma il primo IC dovrebbe avere il punto B a massa e il punto A a 1,2V, mentre il secondo IC dovrebbe avere il punto B a 1,2V e il punto A a 2,4V. Il primo IC dovrebbe indicare tensioni da 0 a 1,2V, al di sopra delle quali dovrebbe subentrare il secondo. Ci sono altre somiglianze ed anche differenze tra l'UAA 170 e l'UAA 180.Sia l'UAA 170, sia l'UAA 180 hanno la possibilità di collegare un resistore a luce dipendente per variare la luminosità del display adattandola alla illuminazione ambientale. Una caratteristica dell'UAA 170 che manca all'UAA 180 è una tensione di riferimento disponibile all'uscita.

Un altro piccolo svantaggio dell'UAA 180

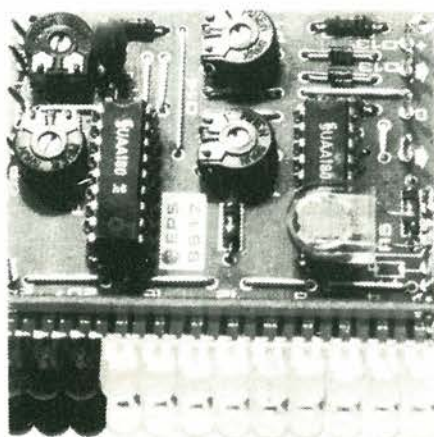
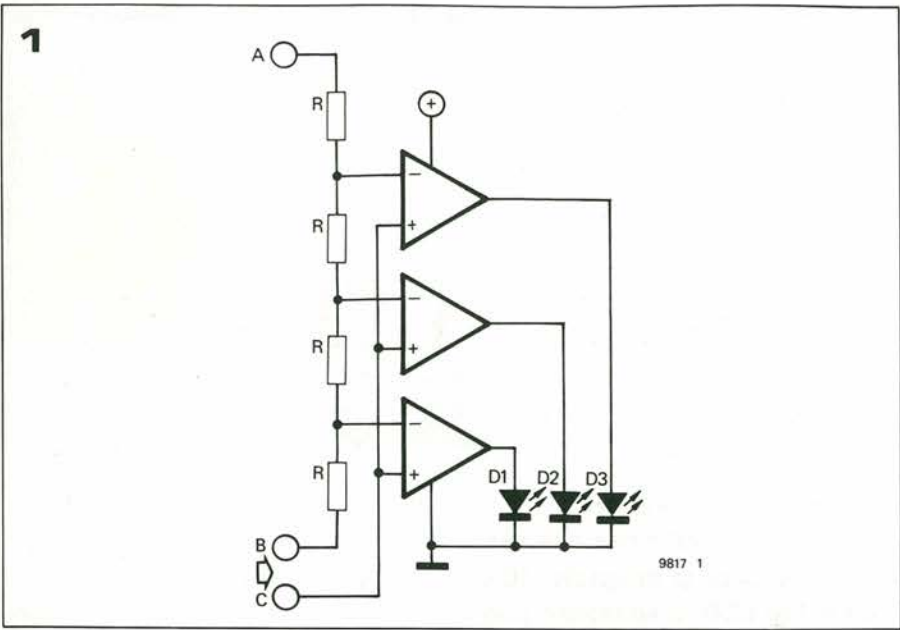



Figura 1. Principio di funzionamento dell'UAA 180. Una serie di comparatori di tensione misurano la tensione in ingresso confrontandola con le tensioni di riferimento ricavate da un partitore di tensione. Quando la tensione in ingresso supera una tensione di riferimento, il LED corrispondente si illumina.

Figura 2. Circuito elettrico completo di un voltmetro a LED a due canali

Tabella 1. Condizioni d'impiego massime dell'UAA 180, che non devono essere superate

Tabella 1

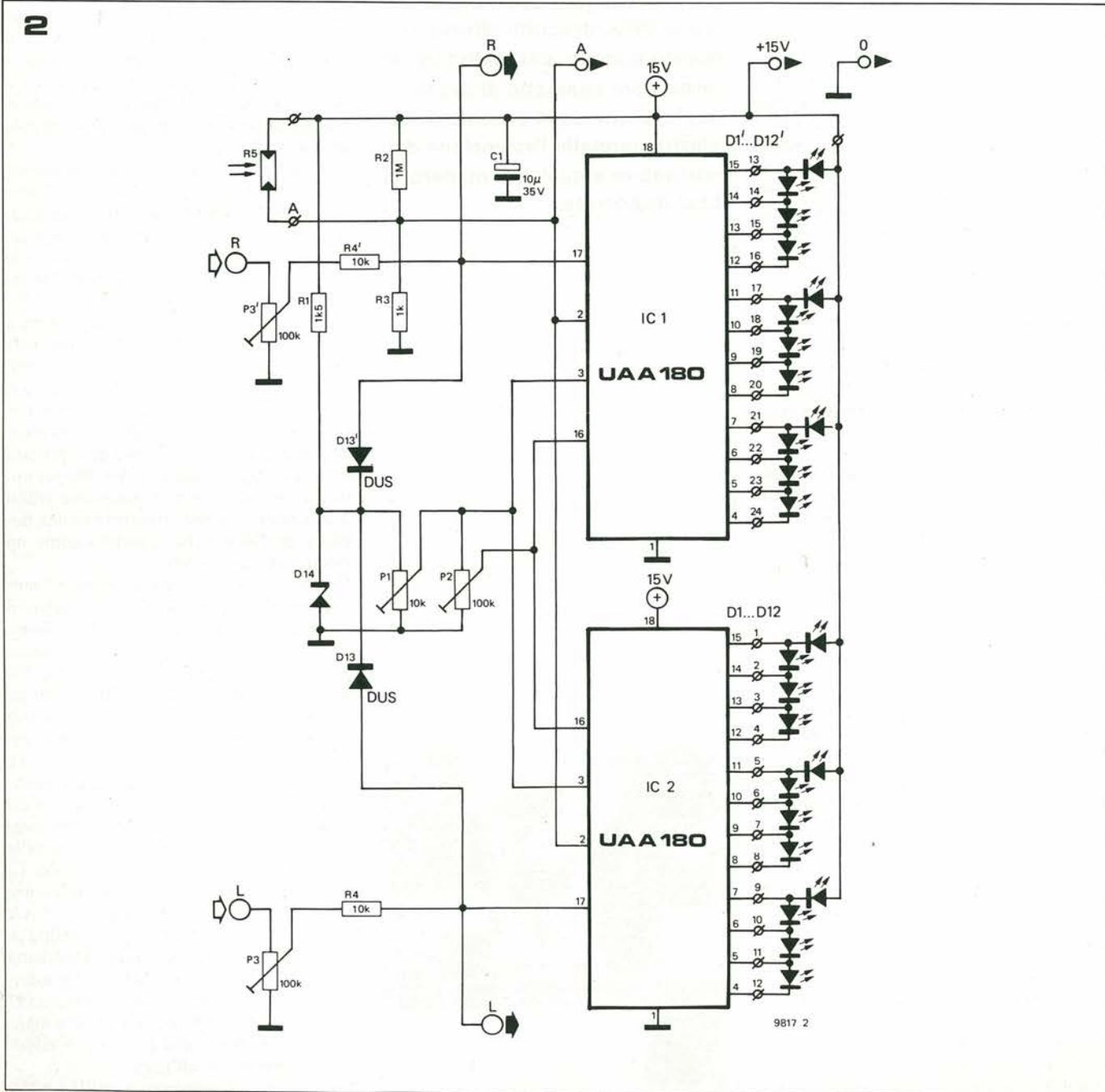
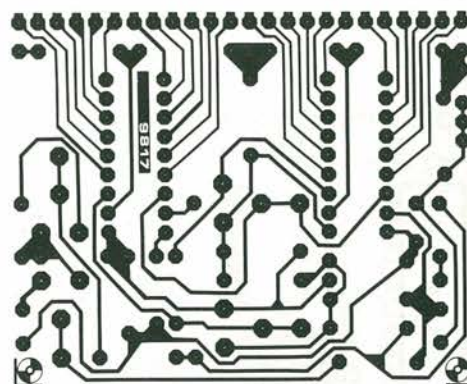
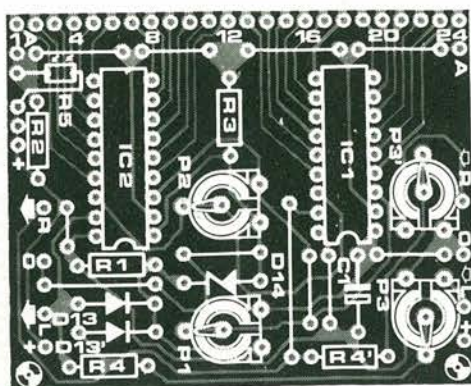
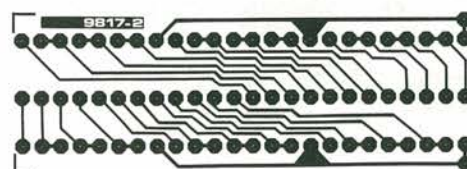
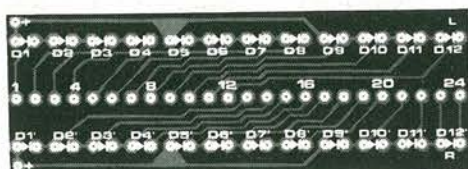
Condizioni d'impiego massime dell'UAA 180
Tutti i valori di tensione sono riferiti al piedino 1.

Tensione di alimentazione al piedino 18: + 18 V

Tensione di ingresso al piedino 17 tensioni di riferimento ai piedini 3 e 16: + 6 V

Intervallo operativo di temperatura: −25 ÷ + 80°C

2

3

è che esso è collocato in un contenitore a 18 piedini DIL. Questo può costituire un problema se si devono usare zoccoli per IC, dato che zoccoli da 18 piedini non sono proprio molto comuni! Comunque una soluzione esiste impiegando piedini a strisce Soldercon che possono essere tagliate alla lunghezza desiderata.

Circuito completo del voltmetro

La figura 2 mostra un circuito completo per un voltmetro a due canali che usa IC UAA 180. E' usato specialmente come un misuratore di livello audio stereo da usare con il circuito guida PPM descritto altrove in questo numero. Comunque, per applicazioni a canale unico, IC1 e tutte le componenti segnate con un apostrofo (') possono essere tralasciate. La maggior differenza tra questo circuito ed il circuito di base descritto in figura 1 è che i LED sono messi in tre gruppi di quattro connessioni serie. Questo significa che quando tutti e quattro i LED di un gruppo sono accesi la stessa corrente proveniente dall'alimentatore fluisce attraverso tutti e quattri, riducendo così il consumo di corrente di un fattore quattro, paragonato alla disposizione di figura 1, in cui c'è un collegamento indipendente per ciascun LED.
Gli alti e bassi voltaggi di riferimento per entrambi i canali sono derivati da un diodo zener, D14. L'alto voltaggio di riferimento è preso dal cursore di P1 ed è applicato al terzo piedino di ciascun IC. Il basso voltaggio di riferimento è preso dal cursore di P2 ed è applicato al sedicesimo piedino di ciascun IC. Dato che P2 deriva il suo voltaggio dal cursore di P1, il voltaggio di riferimento basso non può mai esser più alto del voltaggio di riferimento alto.

Elenco componenti.

Resistori:

R1 = 1k5
R2 = 1 M
R3 = 1 k
R4, R4' = 10 k
R5 = LDR
P1 = 10 k semifisso.
P2, P3, P3' = 100 k semifisso.

Condensatori:
C1 = 10 μ 35 V tantalio

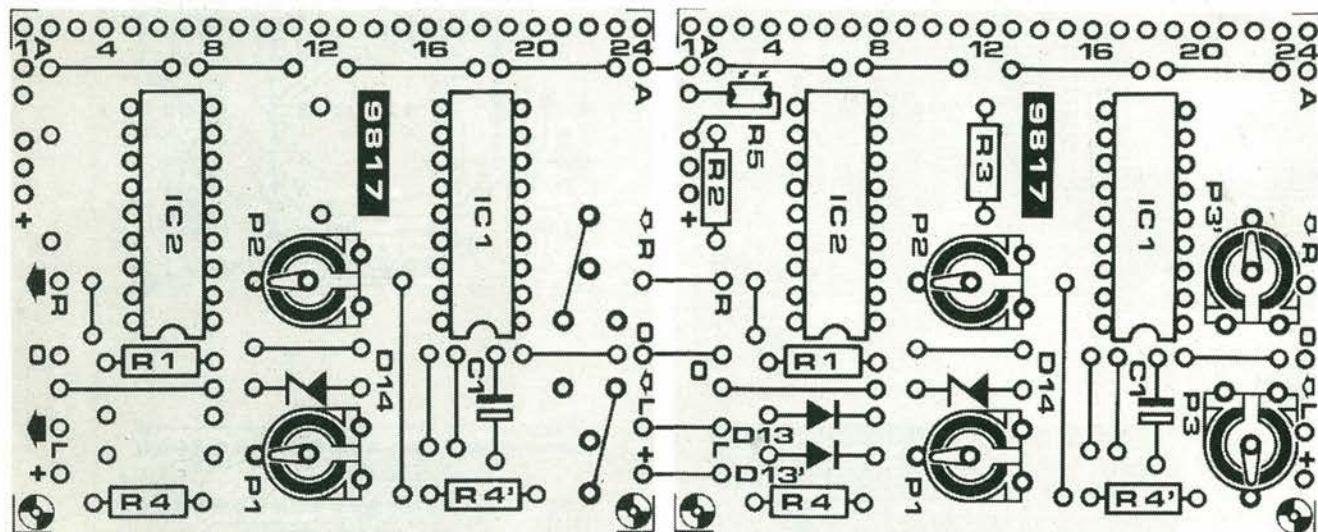
Semiconduttori:
D1 ... D12, D1' ... D12' = LED
(ad esempio TIL 209)
D13, D13' = DUS
D14 = 4V7/400 mW zener
IC1, IC2 = UAA 180

Varie:
2 zoccoli per IC a 18 pin o striscia di 36 piedini per IC.

D14 fornisce anche una protezione di ingresso per gli IC. La tensione di ingresso massima ammissibile per l'UAA 180 è di 6V. Se la tensione sul cursore di P3 la supera, allora la tensione dell'entrata degli IC sarà ridotta a circa 6V da D13 e D14. Tensioni di ingresso superiori a 6V sono ridotte usando P3 e P3' per mantenere la tensione di ingresso degli IC sotto 6V.
La regolazione automatica della luminosità del display per adattarsi all'illuminazione dell'ambiente si ottiene collegando un LDR, R5, tra il piedino 2 degli IC e l'alimentazione positiva. R2 e R3 servono a limitare il grado di luminosità del display. Se questa facilitazione non è richiesta, allora questi componenti possono essere semplicemente omessi lasciando il piedino 2 scollegato.

Costruzione

Il circuito stampato e la pianta dei componenti per il modulo del voltmetro e il sistema di LED è dato in figura 3 e 4.
Il quadro LED è semplicemente montato agli angoli di destra del quadro principale per mezzo di spezzoni di filo nudo. Come già detto, la facilitazione dello "zero soppresso" rende possibile estendere la lunghezza del display usando due o più IC per canale. Per facilitare ciò, le connessioni dell'alimentazione, il controllo di luminosità (A) e le entrate L e R sono duplicate ad entrambe le estremità del circuito stampato, in modo tale che due o più basette possono essere collegate come mostrato in figura 5. I seguenti componenti — P3, P3', R2, R3, R5, D13 e D13' devono essere montati solo su una delle basette, e possono essere omessi dalle altre.
Questi componenti sono stati omessi dalla

5

basetta di sinistra della figura 5. E' anche necessario piazzare dei collegamenti al posto degli omessi P3 e P3' come mostrato in figura, e collegare le adiacenti connessioni +, 0, L, R e A sulle due basette.

Calibratura

Il voltmetro LED può essere calibrato per mezzo di un ordinario tester di controllo multiscale. Comunque c'è una piccola complicazione, perché il valore della tensione di riferimento influenza la maniera in cui i LED si accendono. Quando la tensione tra i piedini 2 e 16 dell'IC è massima, (5,6V) allora ciascun LED si accenderà bruscamente. A più bassi voltaggi di riferimento i LED si accendono più gradualmente. La procedura di calibratura data, usa la massima tensione di riferimento possibile, e se altri voltaggi di riferimento sono richiesti per adattarsi a necessità particolari, allora la procedura deve essere adattata di conseguenza. Si assume che entrambi i canali del misuratore saranno calibrati sulla stessa scala.

Per tensioni in entrata fino a 6V la procedura di calibratura è la seguente:

1. Usando il multimetro, portare la tensione sul cursore di P1 a circa il 10% inferiore al massimo voltaggio di entrata.
2. Alimentare al massimo valore della tensione in ingresso e regolare P3 finché tutti i LED siano accesi (il LED in cima alla colonna va appena acceso).
3. Alimentare al minimo valore della tensione in ingresso e regolare P2 finché solo il primo LED sia acceso.
4. Verificare la regolazione di P3.
5. Ripetere (2) per il canale di destra.

Per voltaggi di entrata superiori a 6V si adotta la seguente procedura:

Tabella 2.

Tensione di alimentazione: da 10 a 18 V
Corrente di alimentazione, LED esclusi: 5,5 mA
Correnti d'ingresso (tensione di riferimento fra i piedini 3 e 16 inferiore a 2 V):
- piedino 3 : 300 nA
- piedino 16: 300 nA
- piedino 17: 300 nA

Corrente per ciascun LED: 15 mA
Consumo in corrente della basetta su cui è allestito il voltmetro a due canali:
- tensione di alimentazione 12 V: 75 mA, tutti i LED accesi
- tensione di alimentazione 15 V: 80 mA, tutti i LED accesi

Figura 3 e 4. Basetta stampata e disposizione dei componenti per il voltmetro a LED impiegante l'UAA 180 (EPS 9817). La basetta del display è montata perpendicolarmente alla basetta impiegando spezzoni di filo nudo.

Figura 5. Il display può essere esteso a 24 o più LED sistemando due o più basette stampate una in seguito all'altra come mostrato in figura.

Tabella 2. Condizioni d'impiego tipiche dell'UAA 180

1. Fissare P1 al massimo
2. Alimentare al massimo valore della tensione da misurare e regolare P3 fino a quando tutti i LED sono accesi (il LED in cima alla colonna va appena acceso)
3. Alimentare al minimo della tensione da misurare e regolare P2 finché solo il primo LED è acceso
4. Verificare la regolazione di P3
5. Ripetere (2) per il canale di destra

Per versioni ampliate del voltmetro la procedura di regolazione deve essere duplicata per la portata coperta dal primo e dal secondo modulo. Deve essere fatta attenzione per assicurarsi che il primo LED del secondo modulo si accenda esattamente al giusto valore della tensione in ingresso. Non dovrebbe accendersi prima che l'ultimo LED del primo modulo sia acceso, e non ci dovrebbe neanche essere un grande intervallo tra l'accensione dell'ultimo LED del primo modulo e quella del primo LED del secondo modulo.

Applicazioni

L'uso del voltmetro LED con il circuito guida PPM per formare un misuratore di livello audio è descritto altrove in questo numero. Un'altra interessante applicazione è l'uso del voltmetro con un convertitore di temperatura/tensione per formare un nuovo termometro.

generatore di funzioni CMOS

Lo scopo di questo progetto era di produrre un semplice ed economico generatore audio per scopi generali, facile da costruire e da usare. Lo scopo è stato certamente raggiunto, dato che il circuito offre una scelta di forme d'onda sinusoidali, triangolari e quadrate e una scala di frequenza da circa 12 Hz a 70 kHz e usa solo un integrato CMOS e pochi altri componenti discreti. Naturalmente il modello non offre le prestazioni di circuiti più sofisticati, particolarmente per quanto riguarda la qualità delle forme d'onda a più alta frequenza, nonostante ciò è uno strumento estremamente utile per il lavoro audio.

Schema blocchi

La figura 1 mostra lo schema di principio del circuito. Il centro del generatore è un generatore di onde triangolari e quadrate formato da un integratore e da un trigger di Schmitt. Quando l'uscita del trigger di Schmitt è alta, il voltaggio collegato alimenta in retroazione dall'uscita Schmitt all'entrata dell'integratore e fa diventare negativa l'uscita dell'integratore finché questa raggiunge il più basso livello di eccitamento del trigger di Schmitt. A questo punto l'uscita del trigger di Schmitt si abbassa e il basso voltaggio collegato in retroazione all'entrata dell'integratore la fa diventare positiva, fino a raggiungere il più alto livello di eccitamento del trigger di Schmitt. L'uscita del trigger di Schmitt diventa di nuovo alta, l'uscita dell'integratore diventa di nuovo negativa e così via. I rapidi spostamenti dal positivo al negativo dell'uscita dell'integratore producono una forma d'onda triangolare, la cui ampiezza è determinata dalla isteresi del trigger di Schmitt (cioé dalla differenza tra il più alto e il più basso livello di eccitamento). L'uscita del trigger di Schmitt è naturalmente un'onda quadrata che consiste di stati di uscita alternati alti e bassi. L'uscita triangolare è applicata ad un amplificatore "buffer" e poi verso un modellatore a diodi che "smussa" i picchi e le depressioni del triangolo producendo un'approssimazione di segnale sinusoidale.
Qualsiasi delle tre forme d'onda può allora essere scelta per mezzo di un commutatore a tre posizioni e applicata ad un amplificatore d'uscita. La frequenza di tutti e tre i segnali si varia modificando la costante tempo dell'integratore, che cambia la velocità alla quale l'integratore sale, e di conseguenza la frequenza del segnale.

Usando semplicemente un non costoso IC CMOS e alcuni componenti discreti, è possibile costruire un generatore di funzioni versatile che fornirà una scelta di tre forme d'onda sull'intero spettro audio e anche oltre.

Il circuito completo

Il circuito vero e proprio del generatore di funzioni CMOS è dato in figura 2. L'integratore è basato su un invertitore CMOS, N1 mentre il trigger di Schmitt usa due invertitori con retroazione positiva, N2 e N3. Il circuito funziona come segue: assumendo per il momento che il cursore di P2 sia nella sua posizione più bassa, quando l'uscita di N3 è alta, una corrente

$$\frac{U_b - U_t}{P_1 + R_1}$$

passa attraverso R_1 e P_1, e U_t è il voltaggio sooglia di N1 e U_b è il voltaggio di alimentazione. Dato che questa corrente non può passare nell'alta impedenza di ingresso dell'invertitore passa tutta in C1 e C2 (a seconda di quale dei due è scelto da S1).
La caduta di tensione attraverso C1 aumenta così linearmente, perciò il voltaggio di uscita di N1, scende linearmente, finché raggiunge il più basso livello di soglia del trigger di Schmitt, allora l'uscita del trigger diventa bassa. Una corrente

$$\frac{- U_t}{P_1 + R_1}$$

passa ora attraverso R_1 e P_1. Questa corrente passa anche in C1, così il voltaggio di uscita di N1 aumenta linearmente, finché raggiunge il più alto livello di soglia del trigger di Schmitt, allora l'uscita del trigger si innalza e l'intero ciclo si ripete.
Per assicurare simmetria alla forma d'onda triangolare (cioé la stessa inclinazione nella parte positiva e in quella negativa della forma d'onda) le correnti di carica e discarica del condensatore devono essere uguali, ciò significa che $U_b - U_t$ deve uguagliare U_t. Sfortunatamente, U_t è determinato dalle caratteristiche dell'invertitore CMOS ed è generalmente il 55% della tensione di alimentazione, così $U_b - U_t$ è circa 2,7V con un'alimentazione di 6V e U_t è circa 3,3V.
Questa difficoltà è superata per mezzo di PZ, che permette la regolazione della simmetria. Supponiamo per un momento che P4 sia collegato al polo di alimentazione positiva (posizione A). Qualsiasi sia la posizione di P2, l'alto voltaggio di uscita del-

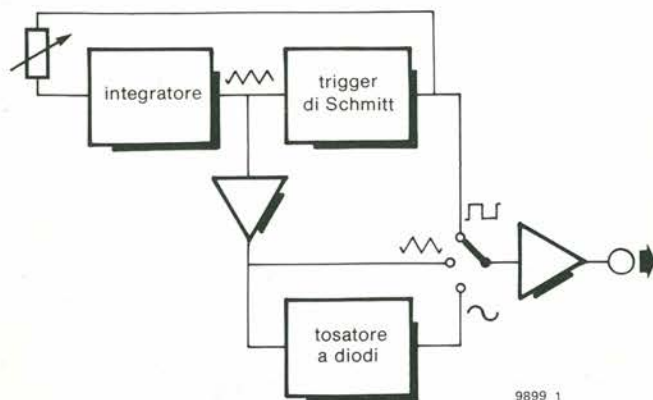



Figura 1. Schema a blocchi del generatore di funzioni a CMOS.

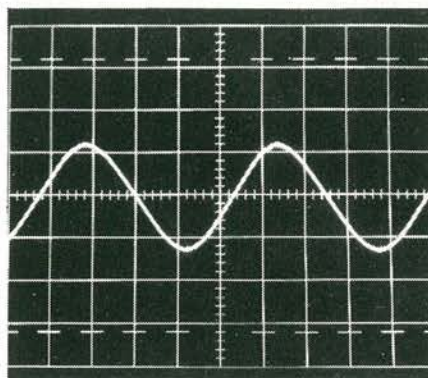
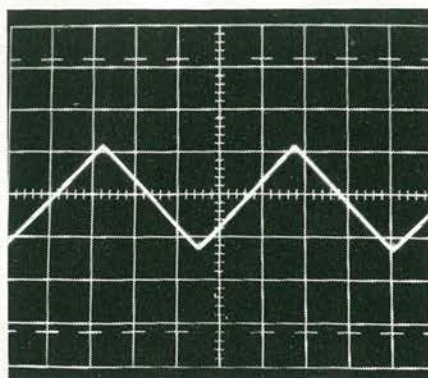
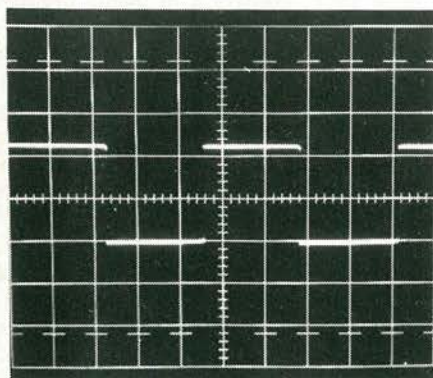
Figura 2. Circuito elettrico completo del generatore di funzioni.

l'eccitatore Schmitt è sempre U_b. Comunque, quando l'uscita di N3 è bassa, R4 e P2 dividono il potenziale in modo tale che un voltaggio da 0 a 3 V può essere rimandato a P1, a seconda della collocazione del cursore di P2. Ciò significa che il voltaggio attraverso R1 e P1 non è più $-U_t$, ma $U_{P2}-U_t$. Se la tensione sul cursore di P2 è circa 0,6V allora $U_{P2}-U_t$ sarà circa $-2{,}7$V, le correnti di carica e discarica saranno cioé uguali. Naturalmente, la regolazione di P2 deve essere fatta per adattarsi ad ogni singolo generatore di funzioni, a causa della tolleranza nel valore di U_t. In casi in cui U_t è minore del 50% del voltaggio di alimentazione, sarà necessario collegare il morsetto di R4 a terra. (posizione B)

Sono possibili due livelli di frequenza, scelti per mezzo di S1, da 12Hz a 1kHz e da 1kHz a circa 70 kHz. P1 fornisce un preciso controllo di frequenza, esso varia la corente di carica e discarica di C1 o C2, e di conseguenza la velocità con cui l'integratore va su e giù.

L'uscita ad onda quadrata da N3 è mandata, per mezzo di un selettore di forma d'onda, S2, verso un amplificatore "buffer" formato da due invertitori (collegati in parallelo per aumentare la loro capacità d'uscita) e retroreazionato come un amplificatore lineare. L'uscita triangolare è mandata attraverso un amplificatore "buffer". N4, e poi attraverso il selettore, all'ingresso dell'amplificatore d'uscita.

L'uscita triangolare da N4 è anche mandata verso il modellatore sinusoidale formato da R9, R11, C3, D1 e D2. Fino a circa più o meno 0,5 volt D1 e D2 assorbono po-

Fotografie - Le tre forme d'onda prodotte dal generatore di funzioni.

ca corrente, ma al di sopra di questo voltaggio la loro resistenza dinamica cade ed essi limitano picchi e depressioni del segnale triangolare in modo logaritmico, producendo un'approssimazione di onda sinusoidale. L'uscita sinusoidale è inviata per mezzo di C5 e R10 verso l'ingresso dell'amplificatore d'uscita.
La purezza sinusoidale è regolata da P4, che modifica il guadagno di N4 e così anche l'ampiezza del segnale triangolare applicato al modellatore sinusoidale. Se il livello del segnale è troppo basso, l'ampiezza del triangolo sarà inferiore alla tensione di soglia dei diodi, ed il segnale triangolare passerà senza subire alterazioni; se il livello è troppo alto, i picchi e le depressioni saranno tagliati in modo eccessivo, non producendo così una buona onda sinusoidale.
I resistori d'ingresso dell'amplificatore buffer d'uscita sono scelti in modo tale che le tre forme d'onda in uscita abbiano un'ampiezza di picco di circa 1,2V. Il livello di uscita può essere regolato agendo su P3.

Messa a punto

La procedura di allineamento consiste semplicemente nel regolare la simmetria del segnale triangolare e la purezza di quello sinusoidale. La simmetria del segnale triangolare può essere aggiustata nel modo migliore semplicemente osservando il segnale quadrato, dato che si ottiene un segnale triangolare simmetrico quando il ciclo attivo del segnale quadrato è del 50% (rapporto 1:1 fra il ciclo attivo e quello passivo). Per ottenere ciò occorre regolare P2. Nel caso in cui la simmetria migliori quando il cursore di P2 è all'estremo della corsa, verso l'uscita di N3, senza però riuscire ad ottenere l'esatta simmetria del segnale, allora l'estremo di R4 deve essere collegato nell'altra posizione possibile (vedi figura 2).
La purezza del segnale sinusoidale è raggiunta regolando P4 finché la forma d'onda sembra "ad occhio" la migliore o per il minore tasso di distorsione, se è disponibile un distorsiometro. Poiché la tensione di alimentazione modifica l'intensità del segnale d'uscita delle diverse forme d'onda, e di conseguenza anche la purezza del segnale sinusoidale, il circuito dovrebbe essere alimentato da una sorgente stabilizzata. Se si prevede l'impiego di batterie, occorre preoccuparsi di sostituirle prima che la tensione da esse fornita si discosti troppo dal valore nominale.
Gli integrati CMOS impiegati in circuiti lineari assorbono una corrente maggiore rispetto al più consueto impiego digitale, e la tensione di alimentazione non deve superare i 6V, altrimenti la dissipazione dell'integrato può superare il massimo valore tollerato.

Prestazioni

La qualità delle tre forme d'onda prodotte, può essere giudicata dalle fotografie di oscillogrammi che accompagnano il testo. In tutti e tre i casi, la sensibilità verticale è di 500 mV/div. e la base dei tempi è 200 µs/div.

zener tester

Questo semplice strumento costituisce un mezzo sicuro per misurare le tensioni di zener e per rilevare le variazioni della tensione di zener rispetto alla corrente di zener.

Molto spesso la tensione di caduta di un diodo zener è stampata molto chiaramente sull'involucro del diodo stesso. Per esempio, la sigla tipica del gruppo di zener è spesso stampata con la tensione di zener, così, ad esempio, un BZY 88 6V8 è uno zener a 6,8V del gruppo BZY88. Sfortunatamente, alcune industrie stampano solo un codice indecifrabile, che deve essere decodificato con l'aiuto del libretto di istruzioni ("data book") per poter trovare i parametri del diodo in questione. Inoltre, c'è talvolta la necessità di controllare partite di materiale non segnato, o componenti di recupero che hanno perso la propria segnatura. In tutti questi casi uno "zener tester" può rilevarsi uno strumento di controllo utile a fianco a quelli di laboratorio.
La caratteristica inversa di un diodo zener è illustrata in fig. 1. A tensioni inferiori a quella di zener, il componente conduce una corrente molto piccola. Una volta raggiunta la tensione di breakdown, ogni ulteriore aumento della tensione produrrà un notevole aumento della corrente, il diodo zener, cioé, al di sopra del suo voltaggio di breakdown si comporta più o meno come un meccanismo a tensione costante. Comunque, dato che il diodo zener possiede una resistenza interna finita (nota come resistenza dinamica), il voltaggio dello zener varierà lentamente con la corrente, a causa della caduta di tensione attraverso questa resistenza interna. Per questo le industrie fissano sempre il voltaggio dello zener ad una certa corrente (di solito 5 e 10 mA). È naturalmente possibile controllare un diodo zener usando una batteria di resistori in serie e un multimetro per misurare il voltaggio dello zener. Comunque, la corrente che passa attraverso lo zener sarà determinata dal valore del resistore e dalla differenza di voltaggio tra la batteria e lo zener, e sarà ovviamente minore per zener ad alta tensione, che per zener a bassa tensione. Questo fatto può portare a errori di misurazione. Il misuratore di zener descritto in questo articolo manda una corrente costante di valore conosciuto attraverso lo zener. Inoltre una scelta di sette differenti correnti zener è possibile, ciò permette che la tensione zener sia rilevata rispetto alla corrente che lo attraversa. Il circuito del misuratore zener, che contiene solo nove componenti, è dato in figura 2. T1 e T2 funzionano come un regolatore di corren-

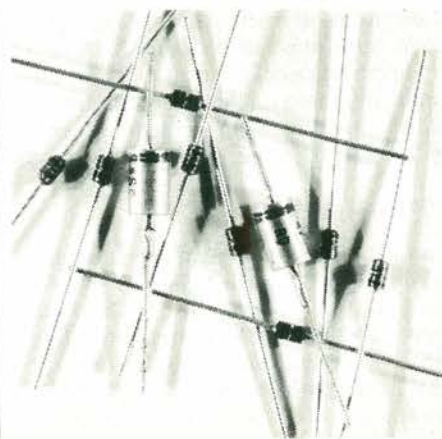
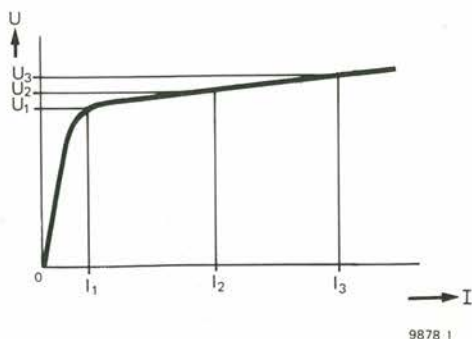



Figura 1. Curva tensione/corrente caratteristica di un diodo zener. Solo quando è stata raggiunta la tensione di "breakdown", la tensione di zener è pressoché indipendente dalla corrente.

Figura 2. Circuito elettrico dello "zener tester". Premendo secondo diverse combinazioni i pulsanti S1, S2 e S3, è possibile scegliere fra sette diversi valori della corrente costante che attraversa il diodo zener; la tensione di zener è misurata con l'aiuto di un multimetro.

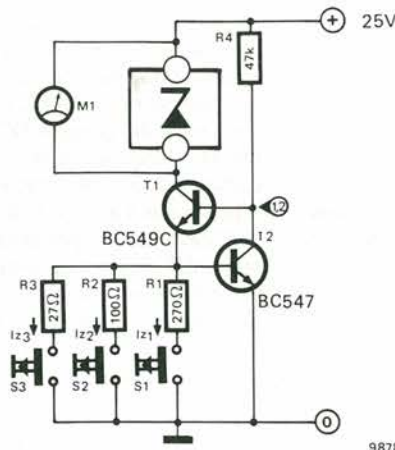
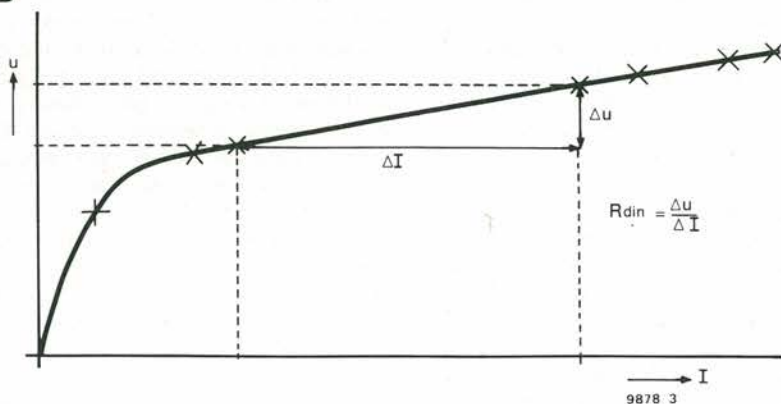
Figura 3. Con l'ausilio dello strumento descritto, può essere disegnata la curva tensione/corrente del diodo zener in esame, e da questa può essere ricavato il valore della resistenza dinamica del diodo.

Tabella 1. I valori teorici delle correnti attraversano il diodo in prova, a seconda delle combinazioni possibili dei pulsanti S1, S2 e S3. In pratica questi lavori possono variare circa del 10%, a causa delle tolleranze dei componenti impiegati.

te. T1 riceve una tensione di polarizzazione dall'alimentazione attraverso R4 e conduce corrente dall'alimentazione attraverso lo zener da misurare. Comunque, se la tensione dell'emettitore tentasse di superare i 0,6 V di soglia della funzione B-E di T2, allora T2 condurrebbe più corrente, facendo abbassare la polarizzazione di base di T1 e riducendo così il voltaggio sull'emettitore. Se il voltaggio dell'emettitore di T1 tendesse a cadere al di sotto della tensione B-E di T2, allora T2 condurrebbe meno corrente, il voltaggio del collettore aumenterebbe, e con lui la tensione dell'emettitore di T1. Se uno o più interruttori tra S1 e S3 è chiuso, allora una corrente $I = \frac{0,6}{\text{“R”}}$ (A, V, Ω) passerà attraverso uno o più resistori R1-R3 ("R" è R1, R2, R3 o la connessione parallela di due o più di questi). Questa corrente passerà anche attraverso T1 e lo zener. Il voltaggio dello zener può essere misurato collegando un multimetro ai capi di esso, come mostrato in figura. Questo dovrebbe avere una resistenza abbastanza alta (20.000 Ω/V o più alta), così non "ruberebbe" troppa corrente allo zener. Premendo uno o più interruttori in differenti combinazioni, si può ottenere un totale di sette differenti valori della corrente di zener. Le correnti di zener con differenti combinazioni degli interruttori sono mostrate nella tavola 1. Comunque, è necessario notare che le reali correnti ottenute possono variare del 10% rispetto a questa figura, a causa delle tolleranze dei resistori e dei coefficienti di temperatura di T2.

I valori della tensione zener, ottenuti con differenti correnti, possono essere rilevati su un grafico di tensione zener su corrente zener, come mostrato in figura 3. La resistenza dinamica dello zener può essere calcolata dividendo un incremento di tensione, ΔU, per il corrispondente incremento di corrente, ΔI, cioé:

$$R_{dinamica} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Con la tensione di alimentazione mostrata, il voltaggio massimo che può apparire tra il positivo e il collettore di T1 senza saturare T1 è circa 23V. Il massimo voltaggio zener che può essere misurato è perciò 22V circa. Il circuito può essere modificato per misurare più alte tensioni di zener,

Pulsanti	U_b	I_z
S1	25 V	2.22 mA
S2	25 V	6 mA
S3	25 V	22.2 mA
S1 + S2	25 V	8.2 mA
S1 + S3	25 V	24.4 mA
S2 + S3	25 V	28.2 mA
S1 + S2 + S3	25 V	30 mA

usando un transistor a più alto voltaggio per T1, ma facendo attenzione a non superare la dissipazione di T1 o dello zener ai livelli di corrente più alti.

Dato che la corrente dello zener è determinata solo dalla tensione base-emettitore di T2 e da R1 a R3, una tensione di alimentazione stabilizzata non è necessaria, e un trasformatore con secondario da 18 V/50 mA, un rettificatore di ponte da 30 V/50 mA e un condensatore da 470 μF/35 V forniranno un'alimentazione perfettamente adeguata.

723 come sorgente di corrente costante

L'integrato μA 723, regolatore di tensione di precisione, è ben conosciuto per la sua versatilità, buona regolazione di linea e di carico e basso coefficiente di temperatura. Oltre alle sue molte possibilità d'impiego come regolatore di tensione, esso può essere usato come regolatore di corrente di precisione (sorgente di corrente costante).

La figura 1 mostra il circuito interno semplificato del μA 723, i cui equivalenti sono l'LM 723 ed il TBA 281. Esso contiene una sorgente di tensione di riferimento compensata in temperatura, un amplificatore differenziale, i transistors pilota e finali e un transistor sensore di corrente per gli impieghi come limitatore di corrente.

Una tensione di riferimento del valore di 7,15V +/− 5%, compensata in temperatura, è disponibile al piedino 4 (nella versione in contenitore metallico) o al piedino 6 (nella versione Dual-in-line). Una certa familiarità con questo circuito interno aiuterà la comprensione del funzionamento del 723 come sorgente di corrente costante, mostrata in figura 2.

L'amplificatore è connesso come inseguitore in tensione, con l'uscita V_O direttamente applicata in controreazione all'ingresso invertente. Un partitore di tensione, R2/R3, connesso alla sorgente di tensione di riferimento, applica circa 2,2V all'ingresso non-invertente. Poiché l'amplificatore differenziale è connesso a inseguitore di tensione, 2,2V compaiono all'uscita V_O. Ciò genera lo scorrimento di una corrente costante $I = \frac{2.2}{R_1}$

attraverso R_1.

Poiché questa corrente scorre dalla linea di alimentazione positiva al terminale V_C, essa dovrà attraversare anche il carico esterno R_L. Essa è costante, indipendentemente, entro certi limiti, dal valore di R_L. Il valore massimo di R_L è dato da

$$R_L = \frac{U_b - 2.2}{I} \qquad (\Omega, V, A)$$

Anche se la massima corrente d'uscita del 273 è di 150 mA, devono essere prese precauzioni anche per non oltrepassare la massima dissipazione dell'integrato, che è di 800 mW.

La massima dissipazione coincide con R_L uguale a zero, poiché la tensione d'alimentazione, in questo caso, viene quasi totalmente applicata al transistor d'uscita dell'integrato.

La dissipazione è data da

$$P = (U_b - 2.2) \times I \qquad (W, V, A)$$

Moltiplicando questa equazione e considerando 0,8W come massima dissipazione, la massima corrente erogabile con sicurezza (in corto circuito) sarà

$$I_{max} = \frac{0.8}{U_b - 2.2} \qquad (A, W, V)$$

Con una tensione di alimentazione di 10V, la massima corrente varrà approssimativamente 100 mA, ed alla massima tensione di alimentazione (37 V), essa scenderà a 23 mA.

Il 723 può essere protetto dal surriscaldamento per mezzo di un dispositivo di interruzione termica. Ciò può essere ottenuto usando il transistor limitatore di corrente contenuto nell'integrato come sensore di temperatura. A 30°C, il "ginocchio" di conduzione base-emettitore di questo transistor vale circa 0,65V; a 120°C esso scende a circa 0,5V. I resistori R4 e R5 (disegnati a tratteggio) applicano circa 0,5V alla base di questo transistor (notare anche la connessione tratteggiata al terminale C_S). Questa tensione è normalmente inferiore a quella di ginocchio della giunzione base-emettitore ed è insufficiente per portare in conduzione il transistor; a 120°, però, quando il ginocchio è sceso a 0,5V, il transistor inizierà a condurre. Ciò ridurrà la polarizzazione di base dello stadio finale dell'integrato, diminuendo la corrente in uscita e quindi la dissipazione. Se la corrente richiesta fosse più grande di quella ottenibile dal μA 723, un transistor di potenza può essere aggiunto esternamente all'integrato, come è mostrato nelle figure 3 e 4. Se il transistor usato è NPN, esso verrà semplicemente connesso come un'estensione dell'emitter-follower dello stadio d'uscita dell'integrato stesso: base connessa a V_O, emettitore collegato all'ingresso

2

invertente dell'amplificatore differenziale. Se si userà invece un transistor PNP, si renderà necessaria una piccola modifica al circuito: Vo e l'ingresso invertente saranno cortocircuitati e la base del transistor sarà connessa a Vc, il collettore del transistor d'uscita dell'integrato. L'equazione prima citata per il calcolo della corrente d'uscita è valida anche per queste due ultime disposizioni circuitali.

Il dispositivo di protezione termica può essere aggiunto anche a questi due circuiti; occorre però sottolineare che esso proteggerà unicamente l'integrato, non il transistor esterno. Poiché la dissipazione del transistor esterno può raggiungere valori molto elevati, è opportuno dotare lo stesso di un efficiente dissipatore termico. Per esempio, con tensione di alimentazione di 37V e corrente di 1A, la dissipazione di corto circuito del transistor esterno raggiunge all'incirca il valore di ben 35W! ◄

Figura 1. Schema semplificato del circuito interno del regolatore integrato 723. I numeri in parentesi corrispondono ai piedini della versione dual-in-line; gli altri, a quelli della versione in contenitore metallico.

Figura 2. Il 723 usato come sorgente di corrente costante.

Figure 3 e 4. Se è necessaria una corrente d'uscita più grande di quella fornibile dal solo 723, è possibile aggiungere un transistor NPN o PNP di potenza.

stampaggio e saldatura di circuiti

Le basette dei circuiti stampati

Che cos'è esattamente una basetta di un circuito stampato?. Fondamentalmente è un supporto isolante sul quale vengono montati i componenti, e ancorati i conduttori di rame disposti secondo le richieste interconnessioni circuitali. Un tipico circuito stampato prende vita da un pezzo di "laminato ramato". Esso è costituito da un foglio di carta impregnato di resine sintetiche (SRBP= synthetic-resin-bonded-paper) o da un tessuto di fibra di vetro impregnato di resina epossidica, sul quale viene fissato per mezzo di un adesivo un sottile foglio continuo di rame. Le tracce di connessione richieste dal circuito, una volta progettate, vengono trasferite sulla superficie di rame sotto forma di inchiostro resistente agli acidi. La basetta viene poi immersa in una soluzione di incisione che dissolve le aree della superficie di rame non protette dall'inchiostro ("resist"), lasciando intatte solo le tracce del circuito. Il resist viene poi asportato dalla basetta, vengono praticati i fori per il montagio dei componenti, i terminali dei componenti stessi vengono inseriti nei fori e saldati alle piste di rame.

I circuiti stampati prodotti professionalmente possono essere, considerabilmente più sofisticati. Per facilitare la corretta inserzione dei componenti, la disposizione degli stessi è spesso stampata sulla faccia superiore (quella non rivestita di rame) della basetta. Il disegno delle piste può essere interamente coperto da una "maschera di saldatura", eccetto che nelle piccole aree attorno ai fori attraverso i quali sporgono i terminali dei componenti. Ciò significa che le piste potranno essere saldate solo nell'area di queste "piazzole", e che la maschera di saldatura impedirà ad accidentali "schizzi" di saldatura di aderire ad altre superfici della basetta. Le piazzole stesse sono spesso ricoperte da un sottile strato di stagno, che facilita la saldatura e previene l'ossidazione del rame quando la basetta deve essere immagazzinata per qualche tempo prima di essere usata. In altri casi sarà un sottile rivestimento di una speciale vernice ad assolvere la stessa funzione.

Se un circuito è particolarmente complicato, può riuscire impossibile effettuare tutte le interconnessioni richieste sulla stessa faccia della basetta; in questo caso potrà essere impiegata una basetta a "doppia faccia", cioè una basetta che porterà le piste di rame su entrambe le facce. Per evitare di effettuare dei ponticelli onde realizzare le connessioni tra la superficie superiore e quella inferiore, sono spesso impiegati "fori metallizzati". Ciò significa che un metallo viene elettrodepositato sulle pareti del foro, dalla piazzola posta su di una faccia della basetta a quella corrispondente sulla faccia opposta. Un'interessante possibilità offerta dai circuiti stampati a doppia faccia è che i componenti possono essere montati su entrambe le superfici della basetta.

Le basette messe a disposizione dal Servizio Circuiti Stampati Elektor (EPS = Elektor Printed circuit board Service) costituiscono un tipico esempio di odierna realizzazione di uno stampato (vedi figura 1).

In termini di facilità di costruzione di progetti elettronici, gli appassionati non sono stati mai così bene come oggi. Nei tristi vecchi tempi di venti o trenta anni fa, i circuiti venivano realizzati su telai metallici laboriosamente costruiti a mano, usando zoccoli portavalvola, basette portacontatti e fili elettrici. Oggigiorno le funzioni di supporto e di interconnessione dei componenti sono spesso totalmente assolte da un'unica superficie per mezzo dell'indispensabile basetta del circuito stampato.

C.S. autocostruiti

Produrre "in casa" un circuito stampato, anche il più semplice, comporta una considerevole spesa e una buona dose di abilità, ed è per questo che Elektor offre, per molti progetti, basette già pronte. Malgrado ciò, è risaputo che alcuni lettori desiderano "cavarsela" da soli. La maggior difficoltà, nella realizzazione di un circuito stampato, è di gran lunga la progettazione, cioè la trasformazione di un circuito teorico nel grafico pratico di una basetta stampata. Sfortunatamente per far ciò non esitono regole rigide e fisse, e l'abilità si acquisisce solo con la pratica. Il miglior programma d'apprendimento consiste probabilmente nello studiare modelli prodotti professionalmente, come quelli di Elektor, ed affinare gradualmente la propria abilità, iniziando dai circuiti semplici.

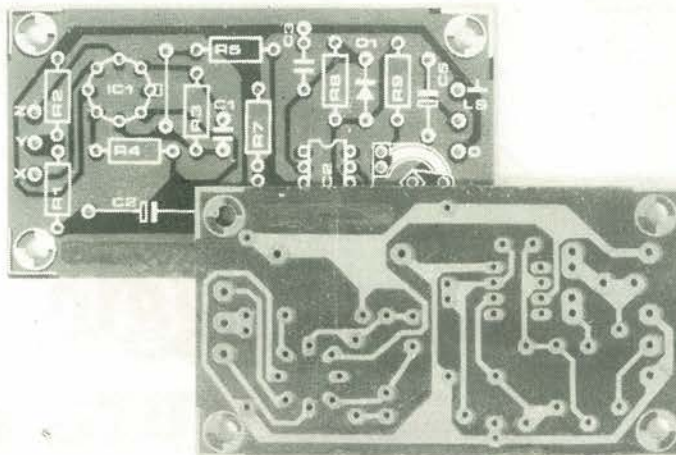
Se il disegno del circuito stampato è già disponibile non esistono problemi di progettazione ed esso può essere trasferito sul pezzo di laminato ramato.

Prima di tutto la basetta verrà tagliata nelle dovute dimensioni. Poi la superficie del rame verrà detersa scrupolosamente onde assicurarci una incisione uniforme. Ciò può essere fatto usando un cuscinetto Bravo, sapone e paglietta di ferro o un detersivo abrasivo come il Vim o l'Ajax. Dopo essere stata così pulita, la basetta verrà accuratamente risciacquata per rimuovere

Figura 1. Le basette EPS sono un tipico esempio di moderna tecnica del circuito stampato.

qualsiasi traccia di detersivo e asciugata con un panno privo di peluria.
Per fabbricare una basetta a singola faccia per un circuito non troppo complicato, il metodo più semplice consiste nel riportare direttamente il disegno sulla superficie del rame usando una penna caricata con inchiostro resistente alla corrosione, come la Pelikan Markana 33 o la Decon Dalo-pen. Per forme complicate, come le zoccolature degli I.C., sono reperibili trasferibili resistenti alla corrosione. Essi verranno applicati al rame semplicemente sfregando il dorso del foglio di supporto.

Incisione

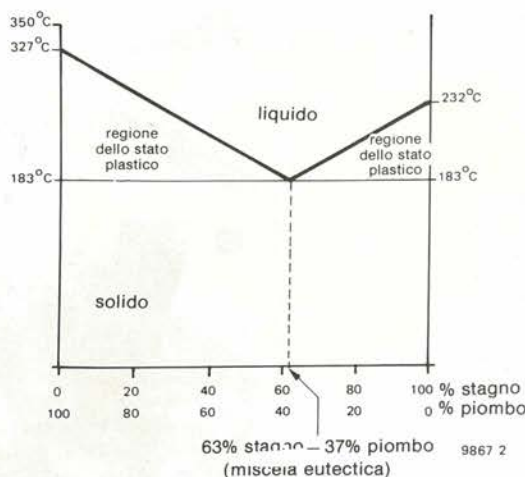
Una volta completata la protezione, la basetta viene immersa in una soluzione per incisione. Nell'industria vengono usate svariate ed "esotiche" sostanze chimiche, ma a livello amatoriale il cloruro ferrico rimane il normale corrosivo. Esso è reperibile in soluzione, sia concentrata che già pronta per l'uso, da usare seguendo le istruzioni del fornitore. Il cloruro ferrico è reperibile anche in cristalli, nel qual caso bisognerà provvedere a farne soluzione. Una appropriata soluzione d'incisione è composta da 500g. di cloruro ferrico in un litro d'acqua.
Effettuando la soluzione, si dovranno aggiungere sempre i cristalli all'acqua, e non viceversa. Un litro di soluzione è sufficiente per incidere da 3000 a 4000 cmq. di superficie.
Il cloruro ferrico è estremamente corrosivo ed è consigliabile, quando lo si usa, indossare indumenti protettivi, come guanti di gomma e grembiule di plastica. Se il cloruro ferrico dovesse venire a contatto con la pelle, lavare immediatamente la stessa con abbondante acqua corrente. Nel caso di contatto con gli occhi, compiere la stessa operazione con acqua fredda e ricorrere immediatamente all'assistenza di un medico. Tutti i recipienti usati per contenere il cloruro di ferro devono essere di vetro o di materia plastica; non usare mai contenitori metallici. Se il reagente dovrà essere conservato per qualche tempo, il contenitore usato dovrà essere a tenuta stagna. Il cloruro ferrico è igroscopico; ciò significa che, se solo gli si offre una piccola possibilità, esso catturerà l'umidità dell'aria, aumentando di volume fino a fuoriuscire da un contenitore che non sia a tenuta!
L'incisione può essere resa più veloce riscaldando la soluzione. Il modo più comodo per ottenere ciò è immergere la bacinella contenente la soluzione d'incisione in un bagno d'acqua calda. Mentre la basetta si trova nella soluzione, essa dovrà essere frequentemente agitata, onde portare continuamente soluzione "fresca" in contatto con il rame e allontanare la morchia di ferro che viene spostato dalla soluzione man mano che il rame si scioglie. La basetta dovrà essere controllata periodicamente per vedere come procede l'incisione.
Essa non deve essere lasciata nella soluzione, una volta completata l'incisione, perchè il bagno corrosivo a questo punto inizierà ad attaccare i margini delle piste poichè esse, sullo spessore, non sono protette dal resist. Una volta incisa la basetta, il resist può essere asportato e si praticano i fori per i componenti, che dovranno essere montati e saldati prima che il rame abbia tempo di ossidarsi; questo verrà poi immediatamente protetto con uno strato di vernice, dopo che il circuito sarà stato provato. Se la basetta deve invece essere riposta per qualche tempo prima di poter montare i componenti, occorre proteggerla con una mano di speciale lacca per circuiti stampati, reperibile anche presso la G.B.C. Costa di più di una normale vernice decorativa, ma la basetta potrà essere saldata anche attraverso la lacca, mentre le normali vernici impediscono la saldatura.

Metodi fotografici

Se devono essere costruite diverse basette dello stesso progetto, o deve essere copiato da una rivista uno schema complicato, divengono degni di considerazione i metodi fotografici. Esistono diversi modi di trasferire fotograficamente un disegno di circuito stampato su di una basetta di laminato ramato.
Il metodo per costruire una basetta partendo dal disegno desiderato richiede la riproduzione dello stesso su di una pellicola trasparente o traslucida (reperibile nei negozi di materiale per belle arti) per mezzo di apposite piazzole e nastrini autoadesivi neri (forniti dalle ditte di materiale elettronico come ad esempio la GBC). Questa pellicola disegnata è conosciuta come "master positivo".
Il pezzo di laminato ramato, una volta pulito, viene verniciato con un fotoresist *positivo*, come il fotolak, seguendo le istruzioni del fabbricante. Il master viene posto in contatto con il resist, che viene esposto alla luce (che può essere ultravioletta o visibile dipendentemente dal tipo di resist) attraverso esso. La basetta esposta viene poi immersa in un bagno di sviluppo (o spruzzata con lo sviluppatore, secondo il tipo di resist) finchè le porzioni esposte del resist (quelle non coperte dalle tracce nere del master) vengono asportate.
La basetta è poi lavata ed incisa nel solito modo.
Sono reperibili pure fotoresist negativi; usando questi, saranno le zone *non esposte* ad essere asportate con lo sviluppo. Logicamente un fotoresist negativo richiede l'utilizzazione di un master anch'esso negativo, cioè di una maschera nera con delle aree trasparenti in corrispondenza del tracciato delle piste. Ciò può essere ottenuto eseguendo su pellicola fotografica una stampa a contatto del master positivo. Solamente i lettori che si interessano di fotografia possiederanno l'attrezzatura necessaria, per cui non è nostra intenzione discutere più a lungo questo metodo.
I piani costruttivi stampati sulle riviste possono anch'essi essere fotografati, ed il negativo fotografico ricavato può essere ingrandito fino ad ottenere un master corretto. Anche in questo caso, solo i lettori che eseguono processi fotografici sapranno come effettuare tutto ciò. D'altro canto, qualsiasi fotografo locale potrà realizzare a modico prezzo questo lavoro.

Saldatura

Dopo essersi procurati o costruiti una basetta stampata, emerge il problema di realizzare un'affidabile connessione elettrica (e meccanica) tra i terminali dei componenti e le piste di rame sulla basetta.
Una saldatura comporta l'uso di un metallo che fonda ad una temperatura relativamente bassa (di solito attorno a 200°C), che formerà un legame molecolare tra i terminali del componente e la pista di rame. La temperatura deve essere moderata poiché i componenti sono suscettibili di danneggiamento per eccessivo calore, cosa che vale anche per il collante usato per far aderire il rame alla basetta del circuito stampato.
Il materiale saldante usato in campo elettrico è costituito da una lega di piombo e stagno. Il piombo puro fonde a 232°C e lo stagno a 327°C, ma una lega dei due metalli, paradossalmente, fonde ad una temperatura inferiore a quella di ognuno dei due costituenti. Il punto di fusione della lega dipende dal rapporto dei due costituenti. Il più basso punto di fusione di una lega piombo-stagno è 183°C, e si ottiene quando le proporzioni corrispondono al 63% di stagno e 37% di piombo. La lega con il più basso punto di fusione possibile è conosciuta sotto il nome di miscela eutectica (dal greco "eutektos" = facilmente fusibile). Una lega eutectica stagno-piombo passa da solido a liquido esattamente a 183°C. Se la miscela non è eutectica, la lega non fonderà esattamente a questa temperatu-

3

9867 3

ra; piuttosto, in un certo intervallo di temperatura, essa assumerà consistenza "plastica". Ciò è illustrato in figura 2.

Non è una buona idea avere una lega da saldatura con un intervallo di temperatura di plasticità troppo grande. Se il giunto saldato viene mosso mentre, nello stato plastico, stà raffreddandosi per passare dallo stato liquido a quello solido, si crea nella solidificazione della lega una struttura estremamente cristallina che possiede scarsa robustezza meccanica ed elevata resistenza elettrica. Le reali proporzioni dei componenti di una lega da saldatura corrispondono normalmante al 60% di stagno e al 40% di piombo. Piccole quantità di altri metalli, come l'antimonio, vengono aggiunte per migliorare la resistenza meccanica. Questa comunque non è tutta la storia di un filo di lega da saldatura. I terminali del componente e le piste della basetta stampata sono ricoperte da uno strato d'ossido che impedisce alla lega di "bagnare" il metallo e di formare un legame molecolare.

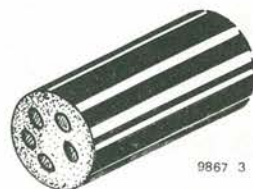
Persino una scrupolosa pulizia della basetta e dei terminali del componente non sarà di aiuto, perché uno strato d'ossido dello spessore anche solamente di qualche molecola si forma istantaneamente sulla superficie pulita del metallo. Per rendere possibile la saldatura si rende necessario l'uso di un fondente. Esso è costituito da una resina organica che aumenta le proprietà bagnanti della lega e da un attivatore che dissolve gli ossidi. La lega saldante per uso generico è prodotta sotto forma di filo a sezione circolare. Il fondente, o disossidante, è parte integrale di questo filo e assume la forma di tre o più anime cilindriche che corrono attorno all'asse di esso, come è illustrato in figura 3.

Per effettuare una saldatura le parti da saldare (ad esempio, il terminale di un componente e una piazzola della basetta) vengono scaldate simultaneamente, per mezzo di un saldatore, ad una temperatura più alta del punto di fusione della lega. A circa 160°C il fondente diventa attivo e deterge la superficie delle parti da saldare. A circa 200°C la lega fusa sposta il fondente dalle superfici metalliche e le bagna, formando un legame molecolare. Il saldatore viene allora allontanato e la saldatura viene lasciata raffreddare senza essere mossa. Una buona saldatura deve avere un aspetto liscio e brillante, superficie concava, e la lega deve distribuirsi uniformemente sulle superfici delle due parti.

Eccessive quantità e grossi grumi di lega con superficie convessa sono sintomi di cattiva saldatura. La sezione di una buona saldatura è illustrata in figura 4.

Per effettuare una saldatura nel campo delle applicazioni elettriche non deve essere usato nessun altro fondente oltre a quello già contenuto nel filo di lega; deve essere evitato l'uso di fondenti a base acida, come quelli adoperati in piombatura o in campo meccanico, poiché sono corrosivi e conduttori elettrici.

Il saldatore

Dai tempi in cui venivano scaldati su di un bruciatore a gas, i saldatori hanno fatto molti progressi, e sono ora reperibili in una ampia e svariata gamma di modelli. Il tipo più economico, che è comunque perfettamente adeguato alle necessità amatoriali, è quello a riscaldamento continuo. Esso è costituito tipicamente da una impugnatura isolata termicamente ed elettricamente, dalla quale sporge un corpo in acciaio inossidabile contenente un elemento riscaldante elettrico, incapsulato in ceramica isolante. L'estremità attiva del saldatore -la "punta"- è costituita da un cilindro cavo, in rame, che penetra all'interno del guscio di inox ed è ad esso assicurato da un arresto a molla. L'estremità della punta può avere diverse forme, dipendentemente dagli usi a cui è destinata; una rassegna di differenti punte è mostrata in figura 5. Punte grosse sono ovviamente usate per lavori pesanti e punte piccole per lavori di precisione. L'elemento riscaldante di un saldatore a riscaldamento continuo è costantemente connesso all'alimentazione, e la temperatura della punta non viene controllata. Ciò significa che il saldatore si raffredda mentre sta realmente effettuando la saldatura, poiché il calore viene assorbito dal riscaldamento delle parti da congiungere e dalla fusione della lega, ma diverrà molto caldo mentre non è in uso. Questo comporta il fatto che la prima saldatura effettuata dopo un certo periodo d'inoperosità del saldatore potrà risultare surriscaldata. L'inconveniente può essere ridotto usando un supporto metallico per il saldatore, che funzioni da dissipatore termico e impedisca che lo stesso diventi troppo caldo mentre è inoperoso.

I saldatori a riscaldamento continuo sono reperibili in una vasta gamma di wattaggi, ma, per usi generici, risultano adeguati i modelli da 20-25 W, in combinazione con diversi tipi di punte. Se si dovrà intraprendere una grossa quantità di lavoro di precisione, allora si potrà prendere in considerazione anche un modello da 10-15 W, se si dovrà intraprendere qualche lavorazione meccanica (ad esempio, racchiudere in schermature circuiti r.f.) diverrà utile un saldatore da 60 W.

I saldatori a basso wattaggio sono spesso forniti con diverse tensioni d'alimentazio-

Figura 2. Rappresentazione grafica del punto di fusione di diverse leghe stagno-piombo e della regione di stato plastico di una miscela non-eutectica.

Figura 3. Un filo da saldatura per impieghi in campo elettrico è dotato di anime di fondente che corrono tutt'attorno al suo asse. Nessun fondente addizionale è richiesto impiegando questo tipo di materiale da saldatura.

Figura 4. Illustrazione dei punti salienti di una buona saldatura.

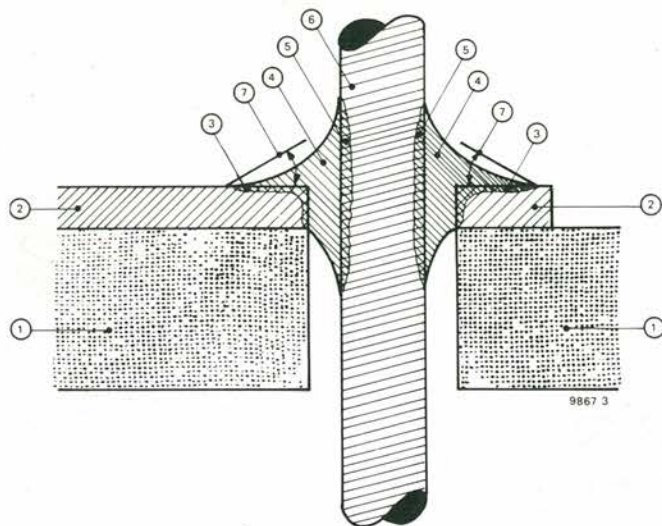
1. **substrato del circuito stampato**
2. **strato di rame**
3. **lega tra il materiale saldante e il rame della pista (dello stesso spessore di alcune molecole solamente)**
4. **lega di saldatura**
5. **lega tra il materiale di saldatura e il terminale del componente**
6. **terminale del componente**
7. **il massimo angolo che la lega forma con la pista di rame deve essere inferiore a 30°**

Figura 5. Una rassegna di punte da saldatore

Figura 6. Eseguendo una saldatura, si dovranno scaldare con il saldatore il terminale del componente e la piazzola dello stampato; la lega verrà fatta scorrere sulla giunzione, non sul saldatore

4

5

6

ne. Per usi generici, un saldatore alimentato a tensione di rete costituisce probabilmente la scelta migliore, ma se il campo di interesse riguarda anche lavori esterni, come quelli inerenti all'elettronica d'auto, di stazioni radio mobili, e servizi da campo, potrà far comodo un saldatore alimentato a 12 V.

Saldatori a temperatura controllata

L'uso di un saldatore nel quale la temperatura della punta è sottoposta a controllo, permette una migliore qualità della saldatura ed aiuta a prevenire danni da surriscaldamento ai componenti più delicati. Esistoni due categorie principali di saldatori a temperatura controllata. Il primo tipo impiega un termistore per misurare la temperatura della punta e un controllo elettronico per interrompere o connettere la tensione di alimentazione. La temperatura di questo tipo di saldatore può essere variata con continuità per mezzo di un potenziometro che sposta il punto di commutazione del circuito di controllo.

Il secondo tipo di saldatore a temperatura controllata è fabbricato dalla ditta Weller e sfrutta una inusitata proprietà dei materiali magnetici. Sopra una certa temperatura, conosciuta come punto di Curie, i materiali ferromagnetici cessano di essere magnetici. La punta di un saldatore Weller contiene una piccola pastiglia di materiale ferromagnetico. Quando il saldatore è freddo essa attrae un magnete, che chiude un interruttore e applica tensione all'elemento riscaldante.

Quando viene raggiunto il punto di Curie la pastiglia diventa non-magnetica e il magnete viene rilasciato, il che apre l'interruttore.

Per modificare la temperatura di lavoro di un saldatore Weller è necessario cambiare la punta stessa con un'altra contenente una pastiglia di materiale con appropriato punto di Curie.

Le punte

Le punte dei saldatori sono pressoché invariabilmente costruite in rame, essendo esso un buon conduttore di calore. Ciononostante, tutte le volte in cui viene effettuata una saldatura, un poco di rame si scioglie nella lega, lentamente sulla superficie della punta di formano delle incavature, e la punta stessa deve essere limata. Le punte moderne sono generalmente costruite in rame, rivestito da qualche metallo più duro, come l'acciaio o il nichel, che non si sciolgono.Tali punte non devono mai essere limate, ma periodicamente pulite con una spugna umida, mentre sono calde, onde rimuovere l'eccesso di lega e di scorie.

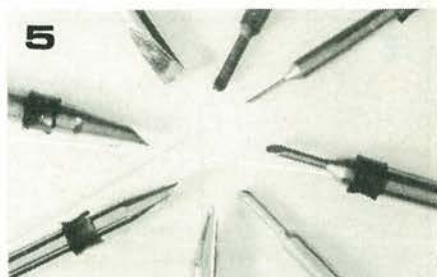
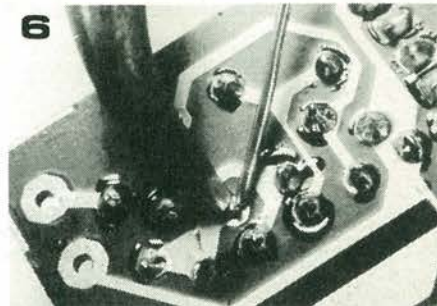
Prima di usare qualsiasi punta per la prima volta, essa dovrà essere "stagnata" - rivestita cioé con un sottile strato di lega saldante-per prevenire l'ossidazione e aumentare il contatto termico con la giunzione, durante l'uso. Si accenderà il saldatore e si porterà a contatto con questo il filo di lega. Come inizierà a fondere, esso verrà fatto scorrere sull'intera superficie dell'estremità della punta. L'eccesso di lega dovrà poi essere interamente asportato.

Tecniche di saldatura

Scelto un saldatore appropriato e una punta adeguata al lavoro da compiere, è importante impiegare un filo saldante di diametro corretto. Se il filo è troppo grosso, risulterà difficile regolare la quantità di lega apportata alla giunzione, che verrà "inondata" da essa.

D'altra parte, se il filo è troppo sottile se ne dovranno usare tratti troppo lunghi e ci vorrà più tempo per effettuare la saldatura. Il filo sottile é anche più costoso (per unità di peso) rispetto a quello grosso. Per usi generici può essere adeguato l'impiego della lega 18 SWG; per lavori di precisione, come la saldatura di circuiti integrati, può essere usata la 22 SWG.

Saldando i componenti su un circuito stampato va rispettato il seguente ordine:

1. Si inseriscono per primi tutti i capicorda (pins)
2. Si inseriscono quindi tutti i piccoli componenti a montaggio orizzontale, come i resistori e i diodi. Durante le operazioni di saldatura la basetta potrà essere appoggiata, con i componenti rivolti vero il basso, su di un pezzo di spugna sintetica, che manterrà a posto i componenti stessi. Oppure, sempre per mantenere al proprio posto i componenti, si potranno divaricare i loro terminali con una piega a 45° circa.
3. Una volta inseriti i componenti nella basetta, i loro terminali potranno essere mozzati rasente la basetta per mezzo di un tagliafili.
4. Per saldare i componenti, applicare contemporaneamente la punta del saldatore al terminale e alla piazzola e far scorrere la lega su entrambe le parti (vedi figura 6). Quando si sarà apportata una sufficiente quantità di lega alla giunzione, si rimuoverà il filo da saldatura, il saldatore, e si lascerà raffreddare la giunzione.
5. Lo stesso procedimento può essere poi ripetuto per gli integrati, i loro zoccoli, i transistor ed i componenti più grossi o a montaggio verticale.
6. Per migliorare poi l'estetica della basetta, l'eccedenza di fondente può essere rimossa con dell'alcool denaturato.

Se per qualche ragione, i componenti devono essere rimossi dalla basetta, ciò dovrà essere fatto con molta cura, per evitare di danneggiare le piste di rame. Si dovrà afferrare con un paio di pinze uno dei terminali del componente da rimuovere, scaldare di nuovo la saldatura fino a fusione della lega, poi tirare il terminale fino a liberarlo. Si dovrà ripetere la stessa cosa per l'altro (o gli altri) terminali. Per togliere gli integrati è meglio usare un "dissaldatore a pompa", onde rimuovere lo stagno da tutti i piedini dell'integrato, così da lasciarlo libero e rimovibile. Prima di inserire un nuovo componente è essenziale che tutti i fori siano liberi da stagno. Ciò può essere assicurato usando un dissaldatore a pompa o riscaldando la piazzola e inserendo una punta di matita nel foro. La basetta va lasciata raffreddare completamente prima di inserire il nuovo componente, altrimenti si corre il rischio di strappar via la traccia di rame attorno al foro, perché l'adesivo si indebolisce con il calore.

Se tutte le precedenti raccomandazioni saranno state seguite, non esiste ragione per cui il costruttore non incontri pieno successo usando i circuiti stampati. ◼

Questo tester logico può essere usato sia con circuiti TTL che CMOS, così come le altre famiglie logiche che abbiano caratteristiche similari. Oltre che fornire le usuali indicazioni logiche 0 e 1 esso indica anche livelli logici indefiniti e interruzioni circuitali.

(J. Borgman)

Nei circuiti TTL un voltaggio inferiore a 0,8 V è definito come livello logico 0 o "basso"e uno maggiore di 2 V come 1 o "alto". Voltaggi compresi tra i due vengono indicati come livelli logici indefiniti. Le logiche CMOS possono operare in un campo di tensioni di alimentazione molto più ampio che non le TTL, tipicamente tra 3 e 18 V.I livelli logici per un CMOS non sono definiti come voltaggi assoluti ma come percentuali della tensione di alimentazione.Il livello logico alto è definito come superiore al 60% del valore della tensione di alimentazione, quello basso come inferiore al 40%. Livelli compresi tra i due valori sono considerati indefiniti. Una sonda per logiche deve essere in grado di distinguere livelli logici bassi, alti e indefiniti. Esiste anche la possibilità, usando un tester logico, di incontrare un circuito aperto.

Ciò può essere dovuto al cattivo contatto della sonda del tester, oppure ad un guasto del circuito in esame. Oppure, alle volte, i piedini sono intenzionalmente non connessi (i cosiddetti "NC" o "No connection", nei dati del fabbricante).

Un prova logiche deve essere in grado di distinguere un circuito aperto da qualsiasi altro livello logico.

Il circuito del provalogiche è illustrato in figura 1. Tre comparatori di tensione sono usati per verificare le quattro possibili condizioni d'ingresso. I terminali "ref +" (riferimento) e "0" sono connessi alla linea di alimentazione del circuito in esame. Con 5 V di alimentazione ed S1 in posizione "TTL", saranno presenti 2 V all'ingresso invertente di IC1 e 0,8 V all'ingresso invertentedi IC2. Con S1 in posizione "CMOS" le tensioni di riferimento varranno rispettivamente il 60% e il 40% della tensione di alimentazione del circuito sotto controllo. L'ingresso invertente di IC 3 riceve dalla linea di alimentazione negativa del tester stesso (± 15 V) una tensione di circa − 50 mV attraverso R9, R7 e R6. Quando l'ingresso "test" è in condizione di circuito aperto, gli ingressi non invertenti dei tre comparatori scenderanno a circa − 100 mV per mezzo di R8. Le uscite di tutti e tre i comparatori saranno negative e, così il LED D1 si accenderà.

Se l'ingresso "test" viene connesso ad una tensione compresa tra 0 Volt e il livello logico 0 l'uscita del comparatore IC 3 diverrà positiva e D 2, grazie alla corrente che scorre attraverso ad esso dall'uscita di IC 3 all'uscita di IC 2, si illuminerà, indicando "stato logico 0". Per tensioni comprese tra il livello logico 0 e 1 l'uscita di IC 2 diventerà anch'essa positiva. D 2 si spegnerà e si accenderà D 3, grazie alla corrente che, attraversandolo scorrerà dall'uscita di IC 1. Questo LED indica lo stato logico indefinito "X".

Quando la soglia del livello logico 1 viene oltrepassata. l'uscita di IC 1 diviene positiva. D 3 si spegnerà e si illuminerà D 4, indicando "stato logico 1".

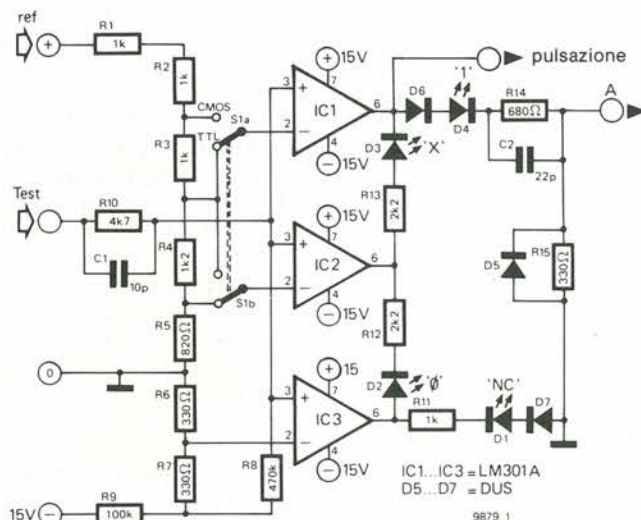
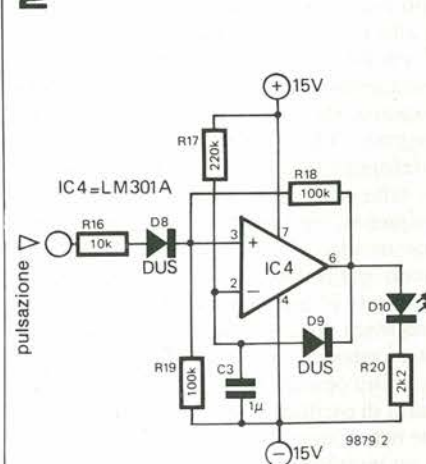
Indicatore di segnali impulsivi

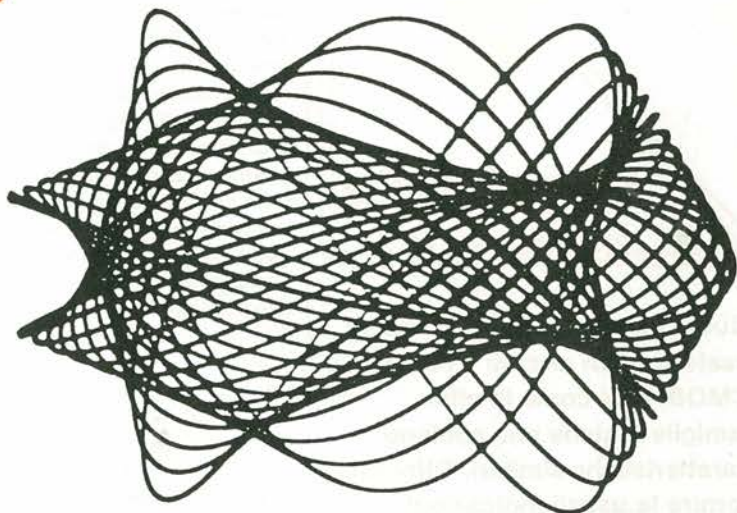
Fino ad ora si è discusso limitatamente alle indicazioni di livelli logici statici. Tuttavia impulsi e treni di impulsi si incontrano frequentemente nei circuiti logici. Treni di impulsi con funzione ciclica vicino al 50% provocheranno l'accensione a luce ridotta di D 2 e D 4. Però, se il rapporto ciclico del treno di impulsi è molto piccolo o molto grande sembrerà che un solo LED sia acceso costantemente.

In più, brevi impulsi singoli saranno completamente invisibili. E' possibile, per risolvere questo problema, usare un circuito "estensore di impulsi", come da figura 2. L'estensore di impulsi è un multivibratore monostabile con un periodo di impulso di uscita di circa 200 ms. Quando un impulso qualsiasi si presenta al terminale chiamato in figura 1, "pulse", collegato all'ingresso dell'estensore di impulsi, il monostabile verrà triggerato e il LED si accenderà per circa 200 ms.

Questo tempo sarà sufficientemente lungo perché l'indicazione possa essere rilevata. Se la frequenza degli impulsi è più elevata di 5 Hz, D 10 apparirà costantemente acceso. E' stata prevista un'uscita d'impulsi TTL-compatibile (A), per semplici frequenzimetri, ecc. Se ciò non fosse necessario, C2 e D5 potranno essere omessi; R 14 e R 15 saranno sostituiti con un singolo resistore da 1 KΩ.

Figura 1. Circuito di base del provalogiche, in grado di rilevare livelli logici alti, bassi, indefiniti e circuiti aperti.

Figura 2. Un "espansore d'impulsi" monostabile.

oscillographics

Affascinanti figure geometriche sullo schermo dell'oscilloscopio

Le illustrazioni allegate danno qualche idea sulla varietà di figure che possono essere generate da uno "spirator". Sono simili alle figure disegnabili a mano usando il popolare "spirograph TM",ed anche a quelle spesso prodotte dai computer grafici.

Le figure derivano da alcune basilari funzioni geometriche, e sono conosciute come figure di "Lissajous". Esse si trovano in natura, per esempio nel percorso descritto da un oggetto fissato all'estremità di un filo che oscilla. In termini geometrici si ottiene una figura di Lissajous quando un punto descrive un'onda sinusoidale su entrambi gli assi X e Y.

Il circuito dello "Spirator" produce due segnali sinusoidali, la frequenza di ognuno dei quali può essere variata in modo indipendente. Entrambi i segnali sono smorzati, cioé, dopo che l'onda é iniziata, la sua funzione cadrà esponenzialmente a zero.

Schema a blocchi

Il funzionamento del circuito proposto può essere facilmente compreso riferendosi allo schema a blocchi di figura 1.

Il circuito comprende due oscillatori a onda sinusoidale smorzata, uno dei quali è responsabile dello spostamento verticale (segnale Y), l'altro dello spostamento orizzontale (segnale X) del punto luminoso sullo schermo dell'oscilloscopio. Sia la frequenza, sia il grado di smorzamento dei due oscillatori possono essere variati in modo indipendente per mezzo di potenziometri. E' anche possibile modulare la frequenza di ogni oscillatore tramite un segnale esterno, in modo tale che le figure cambino continuamente. Dato che non si tratta di oscillatori liberi, ma di oscillatori che necessitano di essere eccitati, è presente un multivibratore astabile il quale assicura che i due oscillatori siano eccitati simultaneamente. La frequenza è di circa 60 Hz. Mentre gli oscillatori vengono avviati,

Un oscilloscopio può essere impiegato non soltanto come strumento da laboratorio; con l'ausilio del circuito che descriviamo può produrre affascinanti figure geometriche.

M. Zirpel

il punto sullo schermo è soppresso da un segnale di cancellazione Z, eliminando così linee non volute prodotte dal normale scandire dell'oscilloscopio.

Schema del circuito

Lo schema completo del circuito proposto è in figura 2. Il multivibratore astabile che fornisce gli impulsi di eccitamento per i due oscillatori ad onda smorzata è formato dal semplice circuito attorno all'amplificatore operazionale IC1. Come è già stato detto, la frequenza del segnale prodotto è di circa 60 Hz, sufficientemente alta per assicurare una figura priva di vibrazioni sullo schermo dell'oscilloscopio.

Il periodo nel quale l'uscita di IC1 è alta, è molto più lungo del periodo nel quale essa è bassa. Durante quest'ultima parte del segnale, la traccia é annullata attraverso l'ingresso di cancellazione dell'oscilloscopio. La successiva transizione positiva dell'uscita di IC1 eccita gli oscillatori ad onda sinusoidale. I due oscillatori sono identici e consistono in tre amplificatori operazionali tipo 741. IC2, IC3 e IC4 formano l'oscillatore per il segnale orizzontale, mentre IC5, IC6 e IC7 quello per il segnale verticale.

Per comprenderne il funzionamento, analizziamo ad esempio l'oscillatore X. Gli amplificatori operazionali IC2 e IC3 sono entrambi collegati come integratori, così ad una certa frequenza producono uno sfasamento di 180° in segnali di forma sinusoidale. Un successivo sfasamento di 180° è introdotto da IC4, che funge da invertitore. I tre amplificatori insieme producono così lo sfasamento totale di 360° richiesto per l'oscillazione.

Il guadagno totale dei tre amplificatori in cascata può essere variato agendo su P1 ed è sempre inferiore all'unità. Così, una volta avviato, l'oscillatore genera un'onda sinusoidale smorzata. Il grado di smorzamento può essere variato per mezzo di P1 (P3 nel caso del segnale Y) e la frequenza

Figura 1 - Il generatore consiste in una coppia di oscillatori sinusoidali smorzati, che sono eccitati contemporaneamente da un multivibratore astabile. Sia la frequenza sia lo smorzamento dei segnali sinusoidali possono essere variati in modo indipendente.
I segnali alle uscite degli oscillatori vengono impiegati per controllare la deflessione orizzontale e verticale della traccia luminosa dell'oscilloscopio; il risultato è un affascinante disegno luminoso composto da figure di Lissajous.

Figura 2 - Il circuito elettrico completo del generatore. Due ingressi supplementari di modulazione permettono di variare con continuità il disegno sullo schermo dell'oscilloscopio. Agli ingressi di modulazione possono essere applicati segnali con diverse forme d'onda (sinusoidale e triangolare). Forme d'onda particolarmente "spigolose" (ad esempio segnali a dente di sega o rettangolari) producono brusche variazioni da un disegno all'altro.

2

IC1 ... IC7 = 741
S1 ... S4 = IC8 = 4016, 4066

Figura 3 - Queste fotografie danno qualche idea dei disegni che è possibile ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio grazie al circuito descritto.

Figura 4 - Un alimentatore stabilizzato simmetrico adatto al circuito di figura 2.

Figura 5 - La basetta stampata su cui trovano posto il generatore e l'alimentatore, ad eccezione del trasformatore di rete e dei potenziometri di controllo (EPS 9970).

dell'oscillazione può essere controllata per mezzo di P2 (P4 per l'oscillatore Y).

Per ottenere una figura stabile sullo schermo, entrambi gli oscillatori devono, naturalmente, essere eccitati simultaneamente. Questo è assicurato attraverso gli interruttori elettronici S1...S4. Durante il ciclo negativo del segnale sull'uscita di IC1, essi provocano la scarica completa dei condensatori C2...C5 nei circuiti di reazione degli amplificatori operazionali. Ciò stabilisce le condizioni iniziali di ciascun operazionale, stabilisce, cioé, che la tensione delle uscite X e Y abbia, ad ogni inizio di ciclo, lo stesso valore. Così ogni successiva figura tracciata sullo schermo appare esattamente nella stessa posizione, producendo un'immagine stabile. Senza questo particolare accorgimento, la deriva dell'integratore farebbe apparire la stessa figura in posizioni leggermente differenti sullo schermo-un effetto altamente indesiderabile.

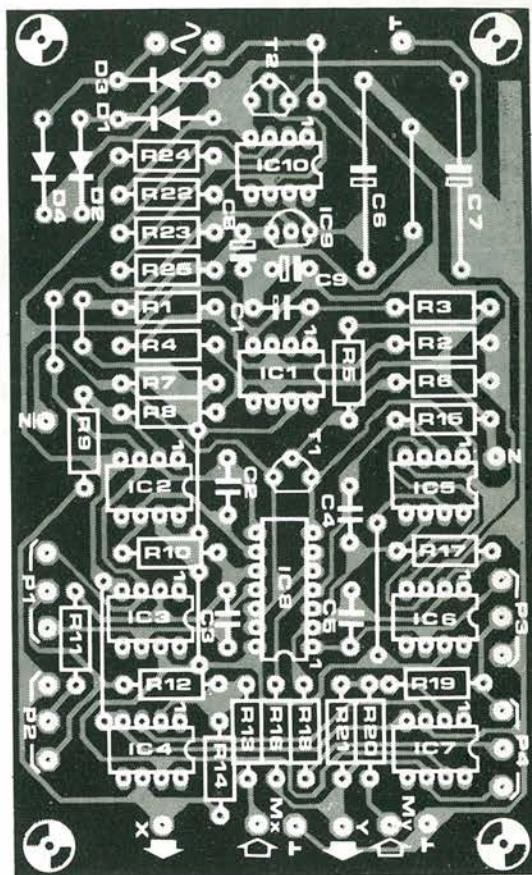
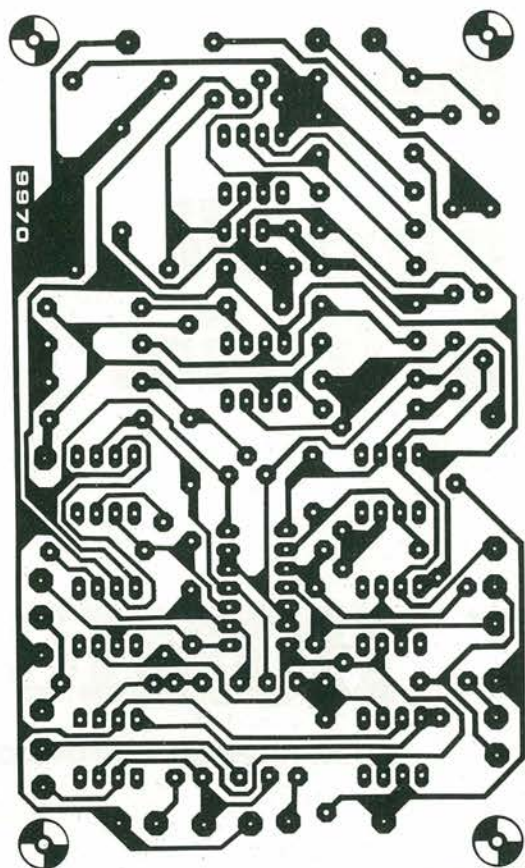
Il circuito offre anche la possibilità, esteticamente piuttosto apprezzabile, di rappresentare figure in continuo movimento per mezzo della variazione della frequenza e/o dello smorzamento di uno o di entrambi gli oscillatori. A questo fine, il circuito dispone di una coppia di ingressi (MX e MY) per segnali di modulazione a bassa frequenza. Ovviamente, possono essere applicati segnali di varia ampiezza, frequenza e forma (sinusoidale, quadrata, triangolare, eccetera). La forma del segnale modulante determina la struttura della figura, la frequenza la velocità di trasformazione, l'ampiezza il grado di estensione.

L'unica limitazione per quanto riguarda i segnali esterni di modulazione è che essi non devono contenere una componente DC (in altre parole devono essere simmetrici ed accoppiati solo in AC), perché altrimenti c'è la possibilità che parte della figura rimanga fuori dallo schermo.

La massima ampiezza dei segnali di modulazione è 15 Vpp. Se desiderato, il valore di R13 e R20 può essere variato per adattarsi a livelli in ingresso superiori a questo. Il circuito dispone di due uscite per il segnale di cancellazione (Z e $\overline{Z}$),a seconda della polarità richiesta dall'oscilloscopio.

Se la figura non è completamente stabile, allora occorre diminuire il valore di C1 fino a raggiungere la piena stabilità dell'immagine.

Alimentazione

Un conveniente circuito di alimentazione per il generatore è in figura 4. Il polo positivo di alimentazione è stabilito da un regolatore integrato (IC9). Il polo negativo è riferito a quello positivo per mezzo di un amplificatore operazionale (IC10) e di un

transistore serie (T2). Questo circuito è semplice ed interessante, e si può rivelare utile in molte altre applicazioni: la tensione sul polo negativo è mantenuta ad un livello tale che la tensione nel punto comune di R24/R25 sia 0 V. Dato che, nel nostro caso, R24 è uguale ad R25, la tensione all'uscita negativa (ad esempio, in conseguenza di una variazione del carico), anche la tensione negativa varierà di conseguenza, ottenendo due tensioni d'uscita dinamicamente simmetriche.

Il circuito stampato

Il circuito stampato richiede solo un piccolo commento. Su di esso trovano posto il generatore (figura 2) e l'alimentatore (figura 4), ad eccezione del trasformatore di rete.

Il disegno delle piste della basetta e la relativa disposizione dei componenti sono in figura 5.

Vengono fornite entrambe le uscite di modulazione dell'intensità del raggio luminoso (Z e $\overline{Z}$). Queste, naturalmente,sono utili solo se l'oscilloscopio possiede un'entrata di modulazione. A seconda del tipo di oscilloscopio impiegato, una o l'altra delle due uscite dà il risultato desiderato.

Il circuito non richiede taratura.

Elenco componenti

Resistenze:

R1,R9,R10,R16,R17,R24,
R25 = 10 k
R2,R3,R8,R11,R12,R14,R15,
R18,R19,R21 = 100 k
R4 = 22 k
R5,R23 = 4k7
R6,R22 = 1 k
R7 = 2k2
R13,R20 = 220 k
P1 . . . P4 = 10 k lin.

Condensatori:

C1 = 47 n
C2 . . . C5 = 10 n
C6,C7 = 220 μ/16 V
C8,C9 = 10 μ/10 V

Semiconduttori:

T1 = BC 107,BC 547 o equ.
T2 = BC 177,BC557 o equ.
IC1 . . . IC7,IC10 = 741
IC8 = 4016,4066
IC9 = 78L05A(C)Z
D1. . . D4 = 1N4001

Varie:

Tr1 = 2 x 6 V/100 mA trasformatore d'alimentazione
S1 = interruttore bipolare di rete
F1 = 100 mA fusibile

Homic personal computer, il più grande centro di microcomputer in Italia.

Alla Homic trovi le novità internazionali dei "personal". I piú avanzati. Con diverse capacità di memoria, prezzi, periferiche: per lavoro, studio, casa, divertimento.

Ma alla Homic trovi anche assistenza nella scelta, assistenza dopo, ed esperienza.
Vuoi un microcomputer? Vai in negozio e provalo.

HOMIC

vai in negozio e provalo

Homic:

P.zza De Angeli 1, Milano
Tel. 4695467/4696040

Distributori Homic:
DIGITRONIC
Via Provinciale 46 - Tavernerio (Como)
Tel. 031/427076
INFOPASS
Via Trieste 21 - S. Donato Milanese
Tel. 02/5274729
CO.R.EL
Via Mercato Vecchio 28- Udine.
Tel. 0432/44804
K-BYTES
Via XX Settembre 20 - Genova
Tel. 010/592636
MICRODATASYSTEM
Via Vespasiano 56/B - Roma
Tel. 06/314600
E.E.C.
Via La Farina 40 - Messina
Tel. 090/2924164

saldatore a temperatura controllata

Dai tempi in cui i saldatori erano scaldati su bruciatori a gas, il design di questo attrezzo indispensabile ha fatto molta strada. Esiste ora una grande varietà di differenti tipi, per quanto riguarda la potenza, la dimensione, la forma e la complessità dell'unità saldante, così da rendere possibile una scelta per ogni particolare applicazione. Malgrado il gran numero di differenti saldatori, si possono individuare comunque due principali categorie, chiamate "a riscaldamento continuo" e "a temperatura controllata". Nel primo caso, l'elemento riscaldante è connesso all'alimentazione in continuità, con il risultato che il saldatore tende ad arroventarsi mentre non viene usato. Ciò significa che la prima saldatura effettuata dopo un certo tempo di riscaldamento a vuoto dell'attrezzo, può essere troppo calda: si rischierà una cattiva saldatura o il danneggiamento di componenti delicati. Tentando di risolvere questo problema con l'uso di un saldatore a bassa potenza c'è il pericolo che, in condizioni di carico termico più elevato, esso non sia in grado di fornire calore a sufficienza, producendo una saldatura "fredda". Altro svantaggio dei saldatori a riscaldamento continuo è che la loro tendenza a surriscaldarsi accorcia la vita effettiva dell'attrezzo e provoca una riduzione della capacità riscaldante.

Al contrario, i saldatori a temperatura controllata non soffrono di nessuno di questi inconvenienti. L'unica ragione per cui non hanno totalmente sostituito quelli a riscaldamento continuo è il fatto che essi costano molto di più di questi ultimi.

Malgrado ciò, esistendo la tendenza a produrre componenti sempre più piccoli e sensibili, la decisione di acquistare un saldatore a temperatura controllata può divenire una sorta di buon investimento a lungo termine (particolarmente se si considera la riduzione di costo che deriva dall'autocostruzione dell'unità di controllo)

Un saldatore controllato termostaticamente non solo è in grado di mantenere un valore di temperatura costante (nell'intervallo di qualche grado centigrado), ma anche di variare a piacere la temperatura di saldatura. Progettare un'efficiente unità di controllo che risponda ai requisiti sopraindicati e nel contempo abbia un costo ragionevole per un costruttore dilettante non è cosa facile. Ebbene, il circuito de-

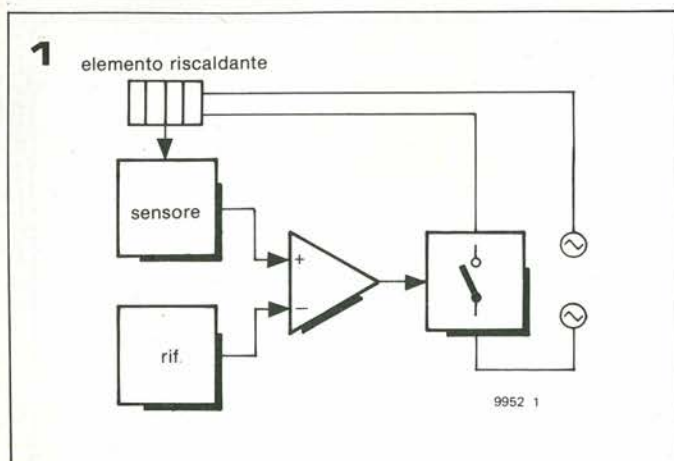
I saldatori a temperatura controllata elettronicamente offrono parecchi vantaggi rispetto a quelli a riscaldamento continuo: proteggono da danni termici i componenti delicati. Permettono di usare più alte potenze, eliminando il pericolo di saldature fredde in pesanti condizioni di carico; per finire, aumentano la vita dell'elemento riscaldante e della punta. Il circuito descrive un'unità di controllo termostatico che è semplice da costruire ed impiega componenti standard. Convenienti saldatori con sensore di temperatura incorporato sono facilmente reperibili presso parecchi fabbricanti.

scritto in questo articolo soddisfa adeguatamente tutti i criteri di progetto desiderati ad un prezzo che si pone a mezza via tra quello di un convenzionale saldatore a riscaldamento continuo e quello di un apparato commerciale a temperatura controllata.

Quest'unità è progettata per funzionare in unione a un saldatore con sensore di temperatura incorporato nel rivestimento immediatamente adiacente alla punta dell'attrezzo, facilmente reperibile.

Unità elettronica di controllo

Il principio di funzionamento del controllo termostatico elettronico è illustrato nello schema a blocchi di figura 1.

Un sensore montato il più vicino possibile alla punta dell'attrezzatura del saldatore. Questa d.d.p. viene poi comparata con una tensione (variabile) di riferimento applicata all'altro ingresso di un comparatore, la cui uscita è utilizzata per controllare un interruttore che comanda l'afflusso di corrente all'elemento riscaldante di saldatore. Così, quando la tensione ai capi del sensore è inferiore al valore di riferimento, l'interruttore è chiuso, la corrente scorre nell'elemento riscaldante e la temperatura aumenta; una volta raggiunta la temperatura richiesta, l'uscita del comparatore cambia stato, aprendo l'interruttore e interrompendo la corrente nell'elemento riscaldante. La temperatura scende finchè il valore di soglia del comparatore è di nuovo raggiunto e l'interruttore di controllo di nuovo chiuso. In questo modo la temperatura della punta viene mantenuta in un certo campo prestabilito. La quantità di isteresi (inerzia) tra una variazione di temperatura e la corrispondente variazione di tensione sul sensore è determinata dall'inerzia termica del sensore stesso e dalla conduttività termica della punta saldante (che è a sua volta determinata dalla grandezza e dalla composizione della stessa). La deviazione dal valore di temperatura nominale risultante dall'isteresi del sistema di controllo è illustrata in figura 2. Come si può osservare, il valore di temperatura oscilla attorno ad un valore prescelto; la distanza tra le creste superiori dell'onda triangolare è principalmente determinata dalla potenza dell'elemento riscaldante, quella tra i ventri inferiori dalla velocità di dispersione termica nell'atmosfera, nella lega saldante, nel circuito stampato, ecc.

In pratica, comunque, il valore di temperatura si scosta solo leggermente dal valore nominale desiderato, così che di fatto si può parlare di temperatura media di lavoro del saldatore.

Per quanto riguarda la scelta del sensore di temperatura, possono essere prese in considerazione diverse possibilità. La ditta Weller, per esempio, fabbrica un sensore termico che sfrutta un'insolita proprietà dei materiali magnetici. Al di sopra di un certo valore di temperatura, conosciuto come suo punto di Curie, un materiale ferromagnetico perde la sua proprietà di magnetizzazione.

La punta di un saldatore Weller contiene una pastiglia di materiale magnetico che, quando il saldatore è freddo, attrae un magnete. Questo, ruotando, chiude un interruttore e dà tensione all'elemento riscaldante. Quando la temperatura della punta raggiunge il punto di Curie, la pastiglia cessa di attrarre il magnete, causando l'apertura del contatto. L'unico svantaggio del sistema stà nel fatto che, per poter cambiare condizioni di lavoro, si rendono necessarie tante punte con pastiglie ferromagnetiche con appropriato punto di Curie quante sono le temperature prescelte.

Altri fabbricanti impiegano sensori termici a termocoppia o a termistori NTC o PTC, solitamente impiegati in un circuito a ponte. Un ramo del ponte è formato da una resistenza variabile, per mezzo della quale si ottiene il bilanciamento. In pratica ciò significa che il campo di temperatura di lavoro della punta è determinato dall'estensione di valore della resistenza. La termocoppia rappresenta, tra gli ultimi tipi di sensore considerati, la scelta migliore.

Le ragioni di questa affermazione appaiono chiare se si confronta una termocoppia con una resistenza. Prima di tutto, le dimensioni di una termocoppia sono inferiori a quelle di un termistore NTC o PTC, il che significa maggior facilità di montaggio della stessa nelle immediate vicinanze dell'estremità della punta ed anche, grazie alla sua massa ridotta, una maggior velocità di risposta alle variazioni di temperatura. La risposta di una termocoppia (voltaggio in funzione della temperatura) è, come mostra chiaramente la figura 3, lineare in un ampio campo di temperature. I termistori, al contrario, mostrano caratteristiche di linearità molto inferiori. In più, in

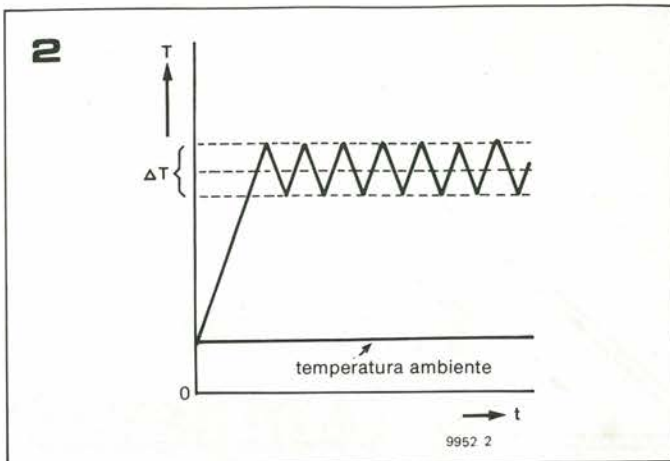



Figura 1. Schema a blocchi di un apparecchio di controllo termostatico per saldatori. La tensione del sensore termico viene raffrontata con quella variabile di riferimento. L'uscita del comparatore controlla un interruttore, usato per inserire o interrompere la corrente dell'elemento riscaldante.

Figura 2. Risposta di un tipico apparecchio di controllo termostatico. La temperatura, in un primo tempo, sale verso il valore desiderato (prefissato). Tuttavia, una volta raggiunto questo valore, la temperatura, a causa dell'isteresi insita nel sistema, continua a salire prima che l'interruzione della corrente nell'elemento riscaldante incominci a mostrare i suoi effetti. Allo stesso modo, quando la temperatura è scesa al valore nominale, essa continuerà a ridursi, prima che il ripristino della corrente nell'elemento riscaldante possa iniziare a farla risalire. Così la reale temperatura della punta del saldatore tende ad oscillare attorno alla temperatura nominalmente "controllata". Comunque, queste variazioni di temperatura sono in pratica sufficientemente piccole da non influenzare negativamente le prestazioni del saldatore in modo significativo; esso rimane al disopra o al disotto di una "media" costante di temperatura.

una termocoppia non si può parlare di corrente di riposo, per cui essa non genererà di per sè alcun calore. Ultimo punto a favore della termocoppia è il suo basso costo, fattore non insignificante quando si parla di sensori lavoranti a temperature dell'ordine di 400°C.

L'unità di controllo Elektor

In considerazione delle ragioni sopraesposte, è stato scelto come punto di partenza dell'apparecchio di controllo Elektor un saldatore che fosse di facile reperibilità e incorporasse, come termosensore, una termocoppia.

Difatti, molti fabbricanti distribuiscono appropriati saldatori senza l'unità di controllo della temperatura. Per esempio, la ditta Antex produce un saldatore da 30 W (il modello CTC) con termocoppia incorporata, così come uno da 50 W (modello XTC), che possono essere reperiti rapidamente. La Ersa è un'altra ditta che ha a disposizione un conveniente 50 W (modello TE 50). Per assicurarci della totale affidabilità dell'unità di controllo Elektor, essa fu inviata alla ditta Antex perchè fosse valutata. Il suo verdetto fu riassunto così: "Le prestazioni dell'apparecchio campione controllato sono perfettamente adeguate per gli Impieghi Amatoriali".

Inoltre l'apparecchio può essere usato anche coi saldatori della maggior parte delle altre case costruttrici, anche con quelli contenenti, come sensore termico, un termistore NTC o PTC, anche se in tal caso dovranno essere apportate alcune modifiche al circuito originale. Senza entrare nei dettagli teorici, è necessario tener presente che, nella costruzione di una termocoppia, possono essere usate diverse combinazioni di materiali, che forniranno in uscita, ad una data temperatura, tensioni fra loro diverse. Per i suoi modelli CTC e XTC, la Antex usa una termocoppia di tipo K, composta da nichel-cromo e nichel-alluminio. La risposta illustrata in figura 3 è stata ottenuta usando una termocoppia di questo tipo.

Schema del circuito

Lo schema circuitale completo dell'unità di controllo termostatico è illustrato in figura 4. Malgrado l'esiguo numero di componenti usato, il funzionamento del circuito è piuttosto complesso; per questa ragione abbiamo inserito in figura 5, per

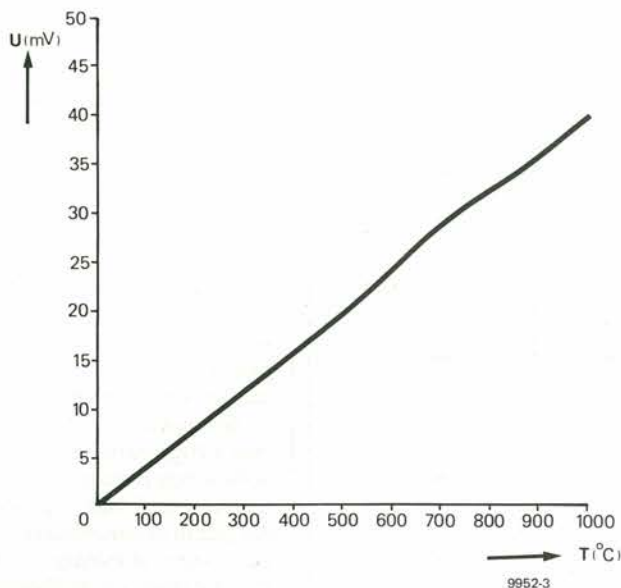
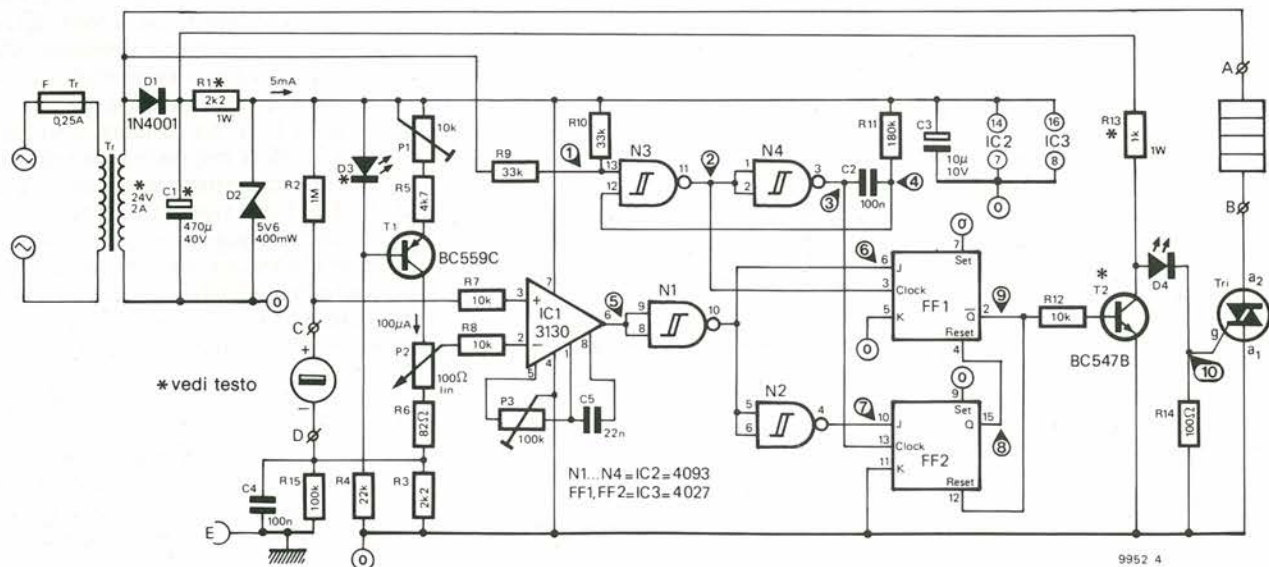



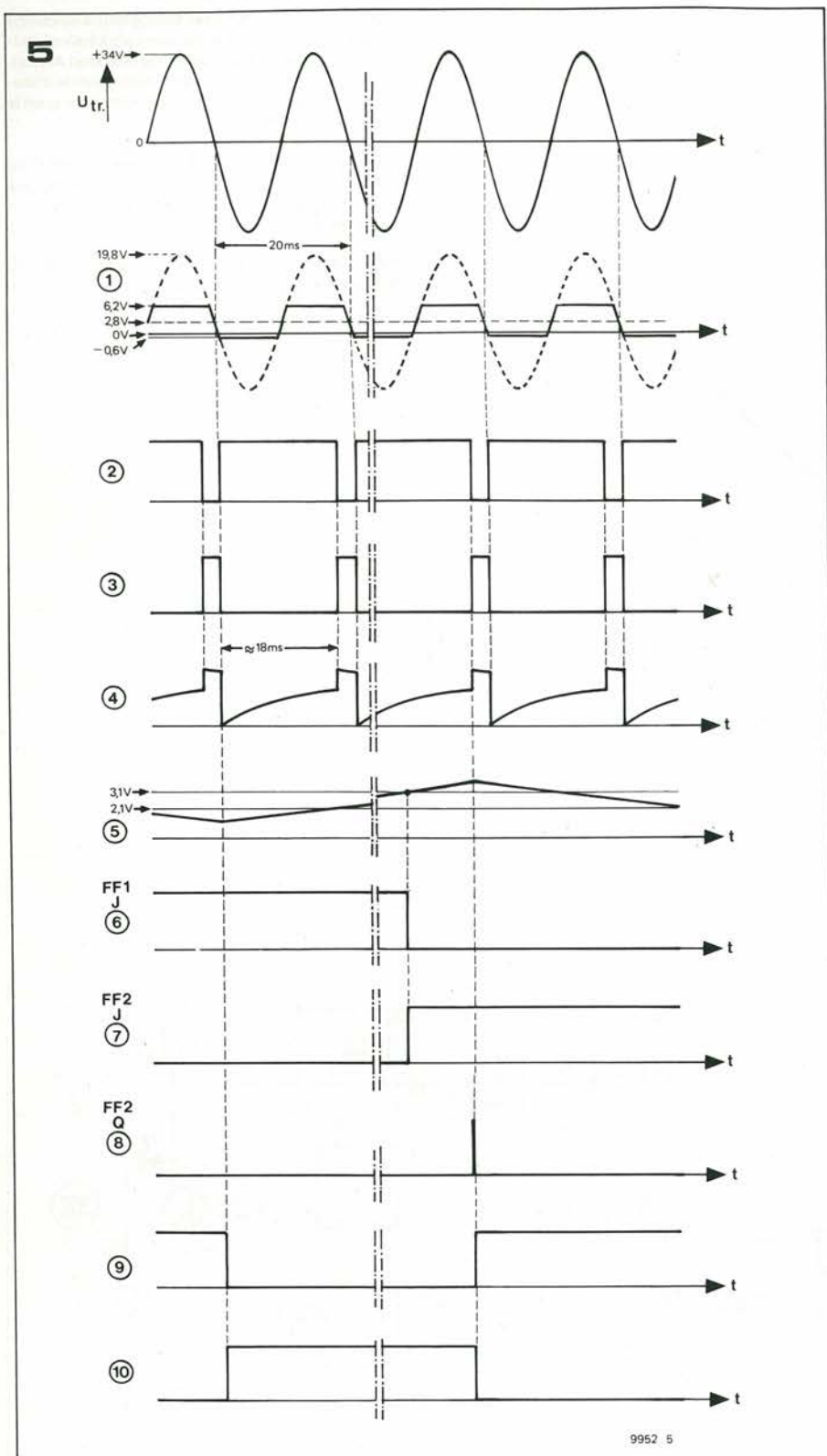
Figura 3. La caratteristica temperatura-tensione di una termocoppia nichel-cromo/nichel-alluminio (il tipo usato, ad esempio, nei saldatori Antex). Come è evidente, la risposta è virtualmente lineare nel campo di temperature usate in questa applicazione specifica.

Figura 4. Schema completo del circuito dell'unità di controllo termostatico Elektor. Le modifiche necessarie per la versione a 40 V sono elencate nella tabella 1.

Figura 5. Diagrammi dei vari segnali presenti nei test-points indicati in figura 4

facilitarne la spiegazione, una vista d'assieme delle forme d'onda presenti nei diversi "test-points" indicati. Il primo problema da affrontare è la scelta del componente destinato ad interrompere il flusso di corrente che attraversa il saldatore. L'uso di un relè comporta parecchi inconvenienti ("bruciatura" dei contatti, rimbalzi, ecc.) che possono essere evitati impiegando un interruttore elettronico, come un triac. Ulteriore vantaggio di quest'ultimo è la possibilità di regolare con molta accoratezza il punto d'innesco dello stesso; ad esempio, per ridurre al minimo l'extracorrente di inserzione e i disturbi in radiofrequenza, il triac può essere triggerato all'incrocio della forma d'onda della corrente alternata con la linea di zero. Questo, di fatto, è l'adattamento scelto nel circuito qui descritto.

R 4, D 3, T 1 e le resistenze di emettitore di T 1 formano una sorgente di corrente costante regolabile.

D3 è un LED usato per impostare la tensione di polarizzazione di base di T 1, ma poichè in esso scorre una corrente molto piccola difficilmente si accenderà totalmente. Il vantaggio di questo espediente piuttosto inusitato consiste nel fatto che il LED ha lo stesso coefficiente di temperatura di T 1, per cui la stabilità della sorgente di corrente non viene diminuita dalle variazioni di temperatura. Ciò è vero, logicamente, solo se la temperatura alla quale lavora il circuito non si discosta troppo dalle normali temperature ambientali domestiche, poichè, in caso contrario, il coefficiente di temperatura del LED cesserà di compensare quello di T 1. Così se, a montaggio ultimato, all'interno del contenitore la temperatura dovesse superare i 30°C, D 3 dovrà essere sostituito con un resistore del valore di 8,2kΩ. Questa operazione si renderà ovviamente necessaria se il supporto del saldatore verrà montato so-

pra al contenitore dell'unità di controllo. La corrente passante attraverso P 2 e R 6 può essere variata per mezzo di P 1. P 2 determina la grandezza della tensione di riferimento all'ingresso invertente di IC 1. La termocoppia è connessa tra l'ingresso non-invertente di IC 1 e il nodo tra R 3 e R 6. In questo modo la differenza di tensione agli ingressi del comparatore corrisponde alla differenza esistente tra la tensione ricavata da R6 più P2 e quella fornita dalla termocoppia.

Se il saldatore è freddo, la tensione della termocoppia è molto piccola, perciò l'uscita di IC 1 è bassa. Quando aumenta la temperatura del saldatore, la tensione della termocoppia, e quindi la differenza di tensione agli ingressi del comparatore, aumenta essa pure, fino a che l'uscita del comparatore diviene alta.

IC 1 è seguito da un trigger di Schmitt, la cui uscita è bassa quando all'ingresso sono presenti più di 3,2 V circa, ed alta quando l'ingresso scende a circa 2,1 V. Questo sistema potrà essere direttamente usato per controllare il triac, qualora non sia necessario assicurare l'inserzione o il disinserimento del carico in corrispondenza dello "zero volt" dell'onda di tensione del trasformatore. Per ottenere quest'ultimo risultato si rendono necessari uno o due accorgimenti in più. La tensione del trasformatore (U_{tr} nella figura 5) è applicata all'ingresso di N 3 attraverso un partitore di tensione, R9 e R10, un terminale del quale viene connesso alla linea di alimentazione a 5,6 V stabilizzati. Ciò significa che la tensione al punto 1 (l'ingresso di N 3) segue esattamente quella del trasformatore, malgrado rimanga superiore a quest'ultima di 2,8 V (vedi figura 5). I punti dell'onda in cui la tensione è superiore a 6,2 V e inferiore a - 0,6 V sono tratteggiati poichè i trigger di Schmitt CMOS contengono diodi tosatori che proteggono gli ingressi dalle tensioni che superano i suddetti limiti. Il vantaggio della compensazione positiva a 2,8 V viene evidenziato dalla figura 5; esso comporta il fatto che quando la tensione del trasformatore è zero, quella al punto 1 è 2,8 V; poichè il trigger di Schmitt cambia stato ai valori-soglia di 2,1 V e 3,1 V, possiamo dire che malgrado l'isteresi, esso è triggerato circa al punto d'incrocio della forma d'onda d'uscita del trasformatore con lo 0 volt. (la piccola deviazione dal punto di commutazione ideale a 0 volt può essere eliminata rendendo variabile R9 ed usando un oscilloscopio per la taratura; in pratica, comunque, questo piccolo errore è di importanza poco rilevante e non altera materialmente l'efficienza del circuito).

Quando entrambi gli ingressi di N3 sono alti (cioè più grandi di 3,1 volts), l'uscita è bassa, e poichè N 4 è connesso come invertente, la sua uscita sarà alta, con il risultato che C2 si scaricherà. Se al punto ① la tensione diverrà poi bassa, rimanendo C2 scarico anche il punto 4 si troverà nella stessa condizione, provocando la carica di C2 attraverso R 11. La costante di tempo di R 11/C2 è di 18 ms; poco prima che sia trascorso questo tempo la tensione al piedino 12 di N 3 avrà raggiunto la soglia di livello logico "1" e poichè, in quell'istante, il piedino 13 è ancora una volta passato ad alto, anche l'uscita di N 4 ritorna alta. Poichè il condensatore C2 è già carico, la tensione ai suoi capi continuerebbe a salire, ma, per via del diodo tosatore in N 3, esso si scaricherà rapidamente (figura 5, ④), e ricomincerà un nuovo ciclo.

I segnali ai punti ② e ③ costituiscono gli impulsi di "clock" per i flip-flops FF 1 e FF 2. Gli ingressi J di questi flip-flops sono connessi ai punti ⑥ e ⑦, dove la tensione è determinata dalla temperatura del saldatore, mentre l'ingresso K è collegato a massa.

Solo quando gli ingressi J sono alti, gli impulsi di clock possono essere efficaci ed invertono lo stato dei flip-flops. Poichè la tensione al punto ⑤ è simmetricamente inversa rispetto a quella presente al punto ⑥, quando passa a basso il primo fronte d'onda positivo al punto 2 porterà a livello basso l'uscita $\overline{Q}$ di FF 1 (punto 9), causando l'interdizione di T 2 e triggerando quindi il triac. Il saldatore quindi inizierà a scaldarsi, la tensione al punto ⑤ salirà fino a raggiungere la soglia di trigger di N 1. Quando ciò avviene N 1 cambia stato, portando il punto ⑥ a livello basso e il punto ⑦

Elenco dei componenti

Resistenze:
R1 = 2k2 1 W
R2 = 1 M
R3 = 2k2
R4 = 22k
R5 = 4k7
R6 = 82 Ω
R7,R8,R12 = 10 k
R9,R10 = 33 k
R11 = 180 k
R13 = 1 k 1 W
R14 = 100 Ω
R15 = 100 k
P1 = 10 k trimmer
P2 = 100 k potenziometro lineare
P3 = 100 k trimmer

Condensatori:
C1 = 470 μ/40 V
C2 = 100 n
C3 = 10 μ/10 V
C4 = 100 n
C5 = 22 n

Semiconduttori:
D1 = 1N4001
D2 = 5V6/400 mW
D3 = LED rosso
D4 = LED
T1 = BC 559C
T2 = BC 547B
Tri = 2 A/100 V (o 4 A/400 V)
IC1 = 3130
IC2 = 4093
IC3 = 4027

Varie:
trasformatore 24V/2A
fusibile 0,25A ritardato
saldatore con sensore di temperatura incorporato, ad esempio Antex tipo CTC o XTC
supporto per saldatore

a quello alto; il susseguente impulso positivo al punto 3 porterà l'uscita Q di FF 2 a livello alto e resetterà FF 1, il che porterà a livello alto il punto ⑨ e resetterà FF 2. Così T2 è portato in conduzione e il triac cessa di condurre la corrente destinata all'elemento riscaldante del saldatore. La temperatura di questo scenderà fino alla soglia inferiore di N1, dopodichè inizierà un nuovo ciclo.

Le fasi nelle quali la corrente raggiunge il saldatore (cioè quando il triac è in conduzione) sono indicate dall'accensione del LED D 4. Le forme d'onda indicate in figura 5 non coincidono esattamente con quelle ottenute in pratica, poichè, per chiarezza, è stato omesso dal diagramma il disturbo presente agli ingressi di IC 1 (che comunque non altera assolutamente le prestazioni del circuito)

Costruzione

La figura 6 mostra il lato rame e il lato componenti della basetta stampata del circuito di figura 4.

La costruzione dell'unità di controllo non presenta nessun maggior problema. I punti di connessione A...E, contrassegnati sulla basetta corrispondono a quelli illustrati in figura 4, e sono in pratica i fori per la connessione del saldatore. La figura 7 mostra lo spinotto DIN del saldatore Antex CTC con dettagli per il corretto collegamento dei piedini e il colore dei cavetti. Normalmente il triac non richiede dissipatore termico; tuttavia se il circuito è alloggiato in un contenitore piuttosto piccolo e il saldatore deve lavorare in pesanti condizioni di carico, allora l'uso di un radiatore è caldamente raccomandato (per non parlare della ventilazione del contenitore). Di fatto, devono essere compiuti tutti gli sfor-

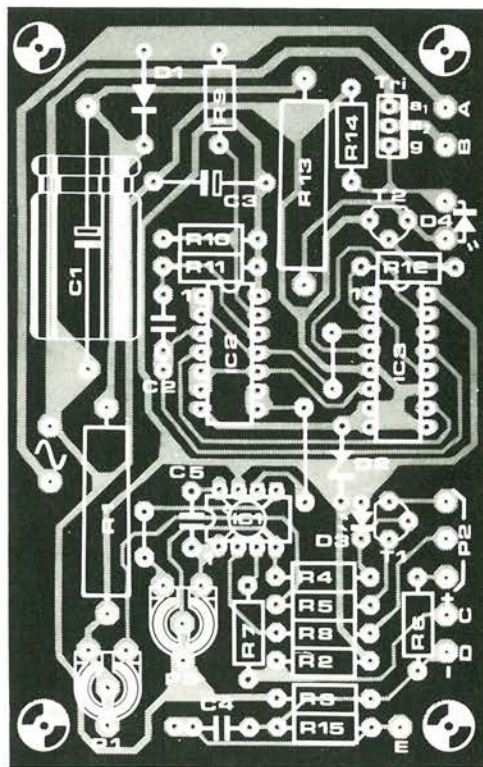
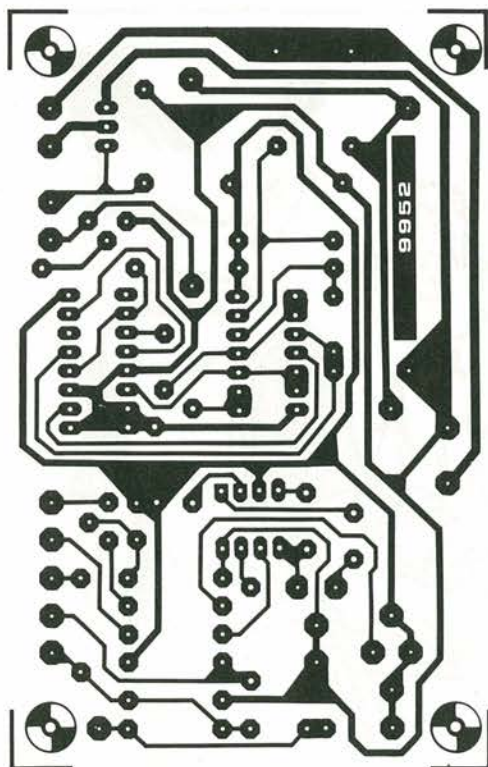
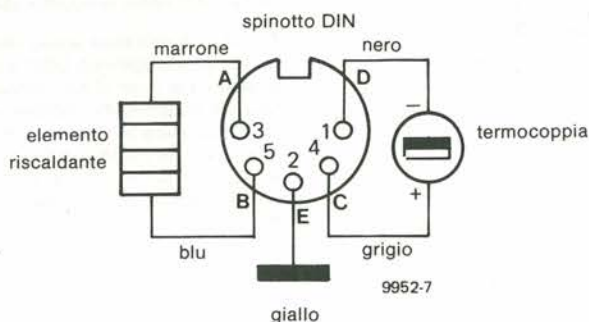
Figura 6. Traccia del circuito e disposizione dei componenti della basetta per la realizzazione pratica dello schema di figura 4 (EPS 9952).

Figura 7. Il saldatore Antex viene collegato per mezzo di uno spinotto DIN.I piedini A...E corrispondono ai punti di connessione nel circuito di figura 4. Il piedino E è indicato come terminale di terra, connesso al corpo metallico del saldatore. Non collegare alla terra dell'alimentazione la linea a zero volt del circuito di controllo; è possibile eventualmente, se si desidera, collegare a massa il contenitore metallico.

Tabella 1.

Versione a 40V

Utr	40 V/1 A
R1	4k7,3 W
C1	470 μ/63 V
R13	2k2, 3 W
T2	BC546

6

zi possibili per prevenire qualsiasi innalzamento della temperatura ambientale del circuito, poichè, come già detto, ciò ha effetti dannosi sul coefficiente di temperatura della sorgente di corrente costante. La foto in prima pagina di questo articolo mostra un prototipo dell'unità di controllo Elektor. Per ragioni di ispezionabilità l'unità è stata carrozzata in persex. Il supporto del saldatore visibile nella foto non è particolarmente adatto per i saldatori a bassa potenza, poichè il contatto dell'attrezzo con gli anelli metallici porta ad una considerevole perdita di calore e quindi ad una commutazione acceso-spento troppo frequente. Saranno preferiti supporti che non abbiano diretto contatto metallo-metallo con il saldatore, reperibili separatamente nella maggior parte dei negozi di elettronica.

Taratura

La taratura dell'apparecchio di controllo va effettuata come segue:- Prima di tutto, *con il saldatore non connesso,* gli ingressi di IC1 vengono cortocircuitati fra loro. La tensione di compensazione verrà quindi ridotta al minimo regolando P 3 fino al punto preciso in cui D 4, in dipendenza dallo stato in cui si trovava quando era stata applicata la tensione, si accenderà o si spegnerà. Poi il corto agli ingressi verrà tolto e il cursore di P2 verrà ruotato completamente verso R6 (in senso antiorario). A questo punto si inserirà lo spinotto del saldatore, la cui punta verrà applicata ad uno spezzone di filo di lega da saldatura. Poichè la lega fonde approssimativamente a 189°C (lega 60/40), raggiunti circa i 185° essa inizia ad assumere consistenza "plastica". Regolando P 1 *molto gradualmente,* è possibile fissare la temperatura del saldatore appunto in corrispondenza di questo stato plastico della lega, proprio all'inizio del punto di fusione(185°C). P 1 deve essere regolato con piccoli spostamenti, e si dovrà sempre attendere che la temperatura del saldatore si stabilizzi prima di controllarla con la lega e di effettuare eventualmente un'ulteriore correzione. Per mezzo di P2 sarà a questo punto possibile variare la temperatura del saldatore da 185°C a circa 400°C. P2 può essere tarato usando la seguente equazione:

$$T = 185 + \frac{P2}{82} \times 185°C \ (P2 \text{ in } \Omega)$$

Conclusione

Come già detto, il prototipo dell'unità di controllo è stato progettato per l'impiego con i saldatori CTC o XTC della ditta Antex. Ciònonostante può essere utilizzato anche con altri tipi di saldatori, particolarmente con quelli dotati di sensore termico a termocoppia. In questo caso, e se il saldatore lavora a 24 V, l'attrezzo può essere direttamente connesso all'unità di controllo Elektor. Nel caso di saldatori operanti alla stessa tensione ma con sensore termico diverso, la situazione diviene un po' più complicata.

Con un termistore PTC, D 3 e D 4 verranno omessi, T 1 sostituito da un ponticello tra i punti di connessione dell'emettitore e del collettore, e il valore di R 2 verrà modificato di conseguenza. La stessa variazione andrà altrettanto bene nel caso in cui il saldatore incorpori un termistore NTC, con la differenza che le posizioni di R 2 e dell'NTC verranno invertite.

Nel caso di un saldatore impiegante una termocoppia, ma con tensione di lavoro di 40 V, possono essere adottate le modifiche indicate in tabella 1.

L'unità di controllo fin'ora descritta risulta così di uso affidabile in unione ad una grande varietà di saldatori e consente un buon risparmio sul costo dei modelli commerciali. L'ultimo punto degno di nota è che questo circuito non solo è impiegabile per regolare la temperatura di un saldatore, ma può essere adattato anche a molte altre applicazioni che richiedano una unità di controllo termostatico, come ferri da stiro, forni, riscaldamenti centralizzati, ecc.

campi magnetici in medicina

Recenti esperimenti di medicina hanno avvolorato l'idea che i campi magnetici abbiano un valore terapeutico nel trattamento di disturbi psicosomatici e reumatici. Il seguente articolo, nella prima parte del quale si forniscono informazioni su di un esperimento sull'efficacia di questo metodo di cura, descrive un semplice apparecchio che produce un campo magnetico alternato adatto per l'impiego medico.

Durante il secondo "Colloquio bioclimatologico" che si è tenuto nel Settembre 1976 a Monaco, fu presentato il resoconto di una serie di esperimenti iniziati dal Prof. Dott. R. Mecke dell'Università di Freiburg e continuati da alcuni ricercatori dell'Università di Tübingen (il Dott. W. Ehrmann, il Dott. W. Ludwig e altri). 920 pazienti che lamentavano disturbi psicosomatici furono trattati con un apparecchio simile al "magnetizzatore" descritto in questo articolo. Di questi 920 pazienti, 220 ricevettero soltanto un dispositivo fantasma, cioè un apparecchio non funzionante.
I disturbi lamentati dai pazienti erano insonnia e dolori cronici alla testa; dal 1975 anche i pazienti che lamentavano emicrania, nevralgie, reumatismi extra-articolari, articolazioni danneggiate, dolori al collo e alla schiena, allergie della pelle, asma bronchiale, mal di viaggio furono sottoposti al medesimo trattamento. E' significativo che durante l'esperimento menzionato i pazienti richiesero medicinali per circa il 50% in meno rispetto al normale. I risultati complessivi dell'esperimento menzionato (vedi la tabella 1) sono quasi eccezionali, soprattutto se si tiene presente che essi sono migliori dei risultati normalmente ottenuti attraverso l'impiego di farmaci.
Le figure date sono prese da un rapporto stilato da W. Ehrmann, W. Ludwig e i loro colleghi dell'Università di Tübingen. I nostri ringraziamenti al dott. Ludwig per la sua collaborazione nella stesura di questo articolo.
L'apparecchio presentato è dello stesso tipo di quello impiegato nell'esperimento descritto. Deve essere sottolineato che, sebbene Elektor non possa fornire garanzie sull'efficacia del trattamento, esso non deve essere considerato alla stessa stregua di una collanina o un giocattolo perditempo, ma piuttosto come un esperimento scientifico che merita un'attenta considerazione medica.

Il campo magnetico e i suoi effetti

La capacità di penetrazione di un campo magnetico alternato dipende dalla sua frequenza. Se la frequenza è nel campo delle ELF ("Extremely Low Frequency" - frequenze estremamente basse), il campo elettrico può essere ignorato. Il campo magnetico alternato, viceversa, può produrre correnti indotte nell'intero organismo, provocando di conseguenza spostamenti nella carica delle membrane cellulari. Ciò stimola il sistema nervoso, rimuovendo qualsiasi tipo di "blocco" esistente.

Per esempio, è stato notato che a frequenze inferiori a 8 Hz viene prodotto un allargamento dei vasi sanguigni, mentre con frequenze superiori a 12 Hz i vasi sanguigni si restringono.
Alcuni esperimenti hanno inoltre mostrato che la sensibilità di un individuo rispetto ai campi magnetici può essere dipendente dalla frequenza di questi ultimi. La sensibilità è massima quando la frequenza del campo coincide con la frequenza degli impulsi alfa dell'EEG (elettroencefalogramma) di un determinato soggetto. Ciò può essere spiegato per il fatto che gli impulsi indotti dall'esterno hanno il loro massimo effetto sugli impulsi interni che si trovano con essi in condizioni di quasi-sincronismo.
Impulsi composti da un grande numero di armoniche producono migliori risultati rispetto a campi sinusoidali della medesima ampiezza. Comunque il tempo di salita non deve essere inferiore al tempo di risposta del tessuto.
Le frequenze ELF impiegabili nel senso descritto sono comprese fra circa 0,5 Hz e 20 Hz, e possono essere suddivise in quattro gruppi a seconda del loro valore terapeutico:
1 ... 3 Hz: contro le infezioni;
4 ... 6 Hz: contro gli spasmi muscolari, e più in generale come calmante;
8 ... 11 Hz: come analgesico, come tonico, con influenza stabilizzante;
13 ... 20 Hz: per pazienti che soffrono di eccessiva stanchezza, queste frequenze hanno lo stesso effetto degli 8 ... 11 Hz su pazienti "normali".

L'ultimo gruppo di frequenze viene impiegato solamente quando le frequenze inferiori non hanno dato alcun risultato. La portata 4 ... 6 Hz non deve essere usata mentre il paziente è impegnato in attività che richiedono concentrazione (ad esempio la guida di un'auto).
Il trattamento con campi magnetici non produce generalmente alcun effetto collaterale, sebbene il suo uso continuato si trasformi in perdita della sua efficacia. Viene perciò raccomandato, soprattutto all'inizio, che ciascun trattamento non duri più di 15 minuti. Pazienti che hanno un pacemaker non devono essere sottoposti al trattamento con la portata più bassa, se non si è più che certi che il pacemaker sia insensibile ai campi magnetici.
Nel suo impiego normale, cioè quando non è applicato alla zona dolente, l'apparecchio può essere portato in una tasca della giacca o in una tasca all'altezza della vita. Se è impiegato quando si è sdraiati, può essere posto sotto il collo e sotto il guanciale.

Il circuito

In figura 1 è riportato il circuito elettrico dell'apparecchio descritto. Il circuito è composto da due multivibratori astabili, il primo dei quali (N1/N2) oscilla a circa 1,15 Hz, mentre il secondo (N3/N4) oscilla a 4,4 Hz, 9,7 Hz o 14,2 Hz a seconda di quale dei tre interruttori S1 ... S3 è chiuso. Altre frequenze di oscillazione possono essere ottenute chiudendo contemporanea-

Tabella 1

No.	Numero dei pazienti o dei dispositivi	Frequenza (Hz)	Intensità del campo (max)	Sintomi	risultati positivi No.	%
1	430[1]	9–10	ca. 100 A/m	disturbi psicosomatici	375	87%
2.	70[1]	4–12	ca. 200 A/m	disturbi e dolori psicosomatici	63	90%
3	200[1]	1–15	ca. 200 A/m	dolori reumatici	194	97%
4	160[2]	10	—	disturbi psicosomatici	33	21%
5	60[2]	4–12	—	dolori reumatici	12	20%

1 = dispositivi funzionanti correttamente
2 = dispositivi fantasma

Elenco componenti

Resistori:
R1,R4 = 4M7
R2 = 2M2
R3 = 10 M
R5,R6 = 4k7

Condensatori:
C1 = 180 n
C2 = 22 n
C3 = 10 n
C4 = 6n8
C5,C6 = 15 n
C7 = 47 µ/10 V

Semiconduttori:
IC1 = 4011
T1 = BC 557B, BC 177B
D1,D2,D3 = 1N4148

Varie:
S1,S2,S3 = SPST interruttore unipolare
L1 = vedi testo

mente più di un interruttore; ad esempio, è possibile ottenere le seguenti frequenze:

S1 + S2 = circa 3,0 Hz;
S1 + S3 = circa 3,4 Hz;
S2 + S3 = circa 5,8 Hz;
S1 + S2 + S3 = circa 2,5 Hz.

Il transistore T1 si comporta come un interruttore controllato dal segnale alla frequenza scelta. La corrente pulsante circolante nel suo collettore magnetizza il nucleo di L1, che consiste di 600 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,2 mm (38 SWG). Nel laboratorio di Elektor è stato impiegato come nucleo della bobina un normale bullone di acciaio lungo 40 mm e del diametro di 6 mm. La bobina può essere avvolta alla rinfusa, le spire, cioè, non è necessario siano avvolte su strati regolari.

L'intensità del campo magnetico ottenuto è simile a quella di componenti commerciali.

Ad evitare possibili rischi derivanti da difetti di funzionamento del secondo multivibratore, si raccomanda, nel caso l'apparecchio sia destinato all'impiego su pazienti dotati di pacemaker, di non montare sulla basetta stampata i componenti R1, R2, R5, C1 e C5 e di collegare l'ingresso libero di N1 al positivo di alimentazione.

Figura 1. Circuito elettrico del dispositivo magnetizzatore. Il circuito richiede solo pochi componenti e può quindi essere costruito con poca spesa.

Figura 2. Piste ramate e disposizione dei componenti sulla basetta stampata relativa al circuito di figura 1 (EPS 9827).

Bibliografia:

G. Altmann, (1969): Die physiologische Wirkung elektrischer Felder auf Organismen. Arch. Met. Geoph. Biokl. 17: 169-290.

S.M. Bawin, L.K. Kaczunarek, W.R. Adey (1975): Effects of Modulated VHF Fields on the Central Nervous system. AN.N. New York Acad. Sci., USA, 247: 74-81.

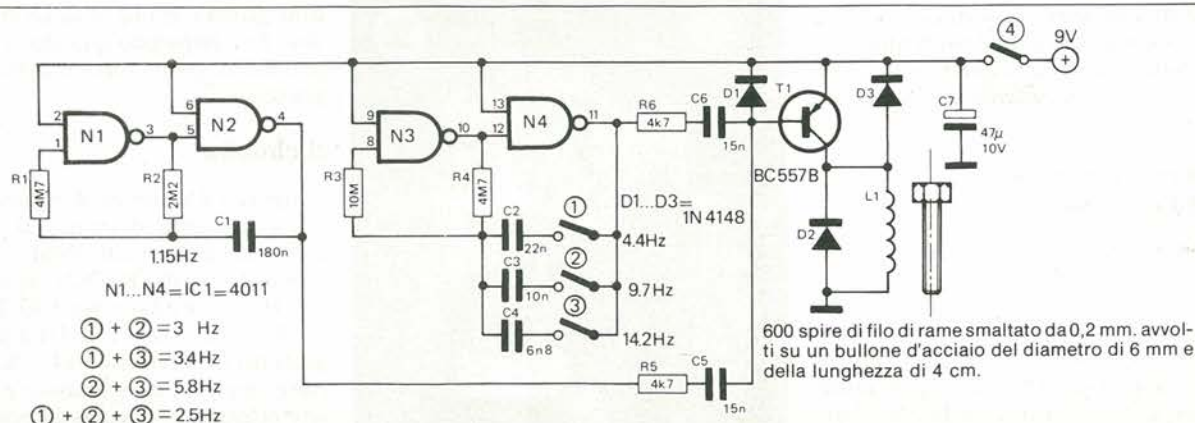
D.E. Beischer, J.D. Grisser, R.E. Mitchell, (1973): Exposure of Man to Magnetic Fields Alternating at Extremely Low Frequency. NAMRL-1180.

Dokumenta Geigy (1968): 109-123

W. Ehrmann, H. v. Leitner, W. Ludwig, M.A. Persinger, W. Sodtke, R. Thomas (1976): Therapie mit ELF-Magnetfeldern. Z. Phys. Med., 5: 161-170.

W. Ehrmann, H. v. Leitner, W. Ludwig, M.A. Persinger, W. Sodtke, R. Thomas (1976): Entwicklung eines elektromedizinischen Taschengerätes. Acta Medicotechnica, 24: 282-285.

N. Geyer, G. Fischer, H. Riedl, H. Strampfer, (1976): The effect of an Artificial Electroclimate on Physiological Values. Arch. Met. Geoph. Biokl. Ser. B. 24: 111-112.

E.S. Maxey, (1975): Critical Aspects of Human versus Terrestrial Electromagnetic Symbiosis. USNC/URSI-IEEE Meeting, Boulder, Colorado, USA.

DATA BOOK, MANUALI E LIBRI DI ELETTRONICA

Codice GBC	Titolo	Prezzo

MANUALI DI AUTODIDATTICA E SPERIMENTAZIONE

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/0010-01	IL BUGBOOK I - esperimenti su circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL	L. 18.000
TL/0020-01	IL BUGBOOK II - esperimenti su circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL	L. 18.000
TL/0021-01	IL BUGBOOK IIa - esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore/trasmettitore universale asincrono (UART) ed il loop di corrente a 20 mA	L. 4.500
TL/0030-01	IL BUGBOOK III - interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080	L. 19.000
TL/0050-01	IL BUGBOOK V - esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione e all'interfacciamento del microcomputer 8080A	L. 19.000
TL/0060-01	IL BUGBOOK VI - esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione e all'interfacciamento del microcomputer 8080A	L. 19.000
TL/1230-01	SC/MP: I microprocessori e le loro applicazioni	L. 9.500
TL/2020-01	La progettazione dei filtri attivi con esp.	L. 15.000
TL/2480-01	Manuale pratico del riparatore radio TV	L. 18.500
TL/2910-01	Audio Handbook	L. 9.500
TL/0840-01	IL TIMER 555: funzionamento, applicazioni, esperimenti	L. 8.600
TL/0870-01	La progettazione degli amplificatori operazionali con esperimenti	L. 15.000
TL/2030-11	Nuova guida del riparatore TV	L. 8.000
TL/0100-01	Nanobook I - programmazione	L. 15.000
TL/0370-03	Segnali	L. 3.800
TL/0375-03	Reti	L. 3.800

COMPONENTI ATTIVI

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/0410-03	BTE 2 Come si lavora con i trans. v. 1°	L. 2.400
TL/0420-03	BTE 6 Come si lavora con i trans. v. 2°	L. 2.400
TL/0430-03	BTE 13 Come si lavora con i tiristori	L. 2.400
TL/0440-03	MEA 4 Dizionario dei semiconduttori	L. 4.400
TL/0450-03	MEA 18 Manuale di optoelettronica	L. 4.800

CIRCUITI ELETTRONICI

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL0810-03	BTE 3 Come si costruisce un circuito elettronico	L. 2.400
TL/0820-03	BTE 16 Circuiti dell'elettronica digitale	L. 2.400
TL/0830-03	BTE 19 Come si lavora con i circuiti int.	L. 2.400
TL/0850-03	BTE 24 Come si lavora con gli amplif. operazionali	L. 2.400
TL/0860-03	MEA 17 Esperimenti di algebra dei circ.	L. 4.800
TL/0880-03	MEA 19 Manuale dei circuiti a semiconduttori	L. 4.800

MICROPROCESSORI E CALCOLATORI

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/1220-03	BTE 15 Come si usa il calcolatore tasc.	L. 2.400
TL/1210-03	MEA 3 Cos'è un microprocessore	L. 4.000
TL/1240-03	MEA 16 Progetti ed analisi di sistemi	L. 3.600

STRUMENTAZIONE E MISURE

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/1610-03	BTE 8 Strumenti di misura e verifica	L. 3.200
TL/1620-03	BTE 10 Verifiche e misure elettroniche	L. 3.200
TL/1630-03	BTE 12 Come si costruisce un tester	L. 2.400
TL/1650-03	MEA 12 Il libro degli oscilloscopi	L. 4.400
TL/1640-03	MEA 14 Metodi di misura per radioamatori	L. 4.000
TL/1660-02	Esercitazioni digitali	L. 4.000
TL/1670-03	MEA 20 Il libro del volmetro elettronico	L. 4.800
TL/1680-03	MEA 22 Il libro degli strum. ad indicatore	L. 4.000

COMPONENTI PASSIVI

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/2010-03	MEA 8 Il circuito RC	L. 3.600
TL/2040-03	BTE 27 Come si lavora con il relè	L. 3.200

RADIO TV E ANTENNE

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/2410-03	BTE 5 Come si costruisce un ricevitore radio	L. 2.400
TL/2420-03	BTE 14 Come si costruisce un telecom.	L. 2.400
TL/2430-03	BTE 22 Come si costruisce un ricev. FM	L. 2.400
TL/2460-03	MEA 2 Ricerca dei guasti nei radioricev.	L. 4.000
TL/2470-03	MEA 7 Guida alla riparazione della TV a colori	L. 4.400
TL/2450-03	MEA 10 Il libro delle antenne: la teoria	L. 3.600
TL/2440-03	MEA 15 Il libro delle antenne: la pratica	L. 3.600
TL/2490-07	Il manuale delle antenne	L. 3.500
TL/2500-09	Tutte le radio del mondo minuto per minuto	L. 2.400

Non occorre francobollo. Affrancatura a carico del destinatario, da addebitarsi sul conto di credito n. 4632 presso la Direzione Prov. PP. TT. di Milano.

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

GBC Italiana s.p.a.
Divisione Libri
Casella Postale 3988
20100 Milano

AUDIO-VIDEO E HI-FI

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/2810-03	BTE 7 Strumenti musicali ed elettronici	L. 2.400
TL/2820-03	BTE 11 Come si costruisce un amplificatore audio	L. 2.400
TL/2830-03	BTE 17 Come si costruisce un diffusore acustico	L. 2.400
TL/2840-03	BTE 18 Come si costruisce un alimen.	L. 3.200
TL/2850-03	BTE 21 Come si costruisce un mixer	L. 2.400
TL/2900-03	BTE 23 Effetti sonori per il ferromodel.	L. 2.400
TL/2920-03	BTE 26 Strumenti elettronici per l'audiovisione	L. 2.400
TL/2860-03	MEA 5 L'organo elettronico	L. 4.400
TL/2870-03	MEA 6 Il libro dei circuiti hi-fi	L. 4.400
TL/2880-03	MEA 9 Alimentatori con circuiti integrati	L. 3.600
TL/2890-03	MEA 13 Il libro dei miscelatori	L. 4.800
TL/2960-03	MEA 21 Il libro dei microfoni	L. 3.600
TL/2920-07	Trasmettitori e ricetrasmettitori	L. 4.500
TL/2930-08	Il libro dei CB	L. 4.500
TL/2940-07	Alimentatori e strumentazione	L. 4.500
TL/2950-10	Schedario apparecchi - radio ricetrasmittenti	L. 19.900

ELETTRONICA & HOBBY

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/3210-03	BTE 1 L'elettronica e la fotografia	L. 2.400
TL/3220-03	BTE 4 La luce in elettronica	L. 2.400
TL/3230-03	BTE 9 Sistemi d'allarme	L. 2.400
TL/3240-03	BTE 20 Come si costr. un termometro elettronico	L. 2.400
TL/3270-03	BTE 25 Telecomandi per ferromedelissimo	L. 2.400
TL/3250-03	MEA 1 Il libro degli orologi elettronici	L. 4.400
TL/3260-03	MEA 11 Elettronica per film e foto	L. 4.400

EQUIVALENZE

Codice GBC	Titolo	Prezzo
TL/4005-02	Equivalenze e caratteristiche dei transistor	L. 6.000
TL/4010-02	Equivalenze dei transistor giapponesi	L. 5.000
TL/4015-02	Equivalenze dei transistor e tubi profess. Siemens	L. 5.000

Nome

Cognome

Via

Città C.A.P.

Data Firma

Inviatemi direttamente o tramite il punto di vendita GBC a me più vicino, i seguenti volumi.
Pagherò al postino l'importo indicato sull'annuncio pubblicitario + spese di spedizione.

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

TL/ TL/ TL/ TL/
TL/ TL/ TL/ TL/
TL/ TL/ TL/ TL/
TL/ TL/ TL/ TL/

L/4020-02	Equivalenze dei circuiti integrati lineari	L. 8.500
L/4030-05	Transistor equivalents SGS	L. 1.400
L/4040-02	Guida alla sostituzione dei semiconduttori nelle TVC	L. 2.000

DATA BOOKS, CATALOGHI E MANUALI

FAIRCHILD

L/4305-00	Macrologic	L. 2.400
L/4310-00	Optpelettronica	L. 3.300
L/4315-00	Voltage regulator	L. 4.000
L/4390-00	TTL Application Handbook	L. 6.050
L/4320-00	Diode Data Book	L. 2.400
L/4325-00	TTL Data Book	L. 6.600
L/4330-00	Hybriol Data Book	L. 1.950
L/4335-00	Bipolar Memory Data Book	L. 2.850
L/4340-00	Full Condensed Line LSI	L. 700
L/4345-00	Interface Data Book	L. 5.350
L/4350-00	Full Line	L. 5.500
L/4355-00	Linear Consumer Data Book	L. 3.650
L/4360-00	E.C.L. Data Book	L. 7.000
L/4365-00	C/MOS Data Book	L. 5.500
L/4370-00	Power data Book	L. 4.550
L/4375-00	Collection of Applications	L. 7.300
L/4380-00	Guide to Programming	L. 2.050
L/4385-00	F8 User's Guide	L. 6.400

MOTOROLA

L/4605-00	Consumer Data Book	L. 10.000
L/4615-01	Low Power Schottky Data Book	L. 8.000
L/4620-00	Exorciser II/III User's Guide	L. 9.800
L/4625-00	From Computer TO MPU	L. 4.000
L/4626-00	De L'ordinateur Au MP	L. 4.000
L/4630-00	MP Application Manual M 6800	L. 18.500
L/4635-00	MP Course	L. 8.000
L/4640-00	Programming Reference Manual M 6800	L. 8.000
L/4645-00	Understanding	L. 6.000
L/4646-00	Comprendre les microprocesseurs - edizione francese	L. 6.000
L/4650-00	Mecl. High Speed I.C.	L. 8.000
L/4655-00	RF Data Book	L. 8.000
L/4660-00	Switchmode Series	L. 6.000
L/4665-00	Mc Data Library - tre libri	L. 18.500
L/4670-00	Power Circuits Handbook	L. 6.000
L/4675-00	Voltage Regulator Handbook	L. 6.000
L/4680-00	MC 14500 Handbook	L. 4.000

TL/4685-00	Digital/Analog Analog/Digital Conv. Handbook	L. 6.000

signetics

TL/5265-00	Corso introduttivo all'impiego dei microprocessori	L. 5.300

TEXAS INSTRUMENTS

TL/5505-00	Set di 9 volumi: TTL TLL Supplementare, Interface Circuits, Linear Controls, Optoelectronics, Memories, Bipolar Microcomputer, Transistor and Diodes 1, Transistor and Diodes 2, Power	L. 40.850

SGS ATES

TL/5820-00	Low Power Schottky	L. 3.300
TL/5825-00	Discrete Power Device	L. 4.400
TL/5830-00	Linear Integral Circuit	L. 7.800
TL/5835-00	COS/MOS Series B	L. 5.600
TL/5845-00	F8 User's Guide	L. 7.800
TL/5850-00	F8 Guide to Programming	L. 2.500
TL/5855-00	Z80 Microcomputer System	L. 3.300
TL/5860-00	Z80 CPU Instruction Set	L. 7.800
TL/5865-00	Microcomputer CL Z80	L. 7.350
TL/5870-00	Small Signal Transistor	L. 4.400
TL/5880-00	Short Form	L. 550

SIEMENS

TL/6105-00	Semiconductor Discrete Industrial	L. 10.000
TL/6110-00	Semiconductor Discrete Types	L. 10.000
TL/6115-00	Galvanomagnetic Devices	L. 6.000
TL/6120-00	Selenium Power Rectifiers	L. 6.000
TL/6125-00	Small Selenium Rectifier	L. 5.000
TL/6130-00	Analog Integrated Circuits	L. 5.000
TL/6135-00	LSI-LOW Speed Logic	L. 3.500
TL/6140-00	MOS Circuits	L. 6.000
TL/6145-00	ICS for Entertainment Elect.	L. 6.000
TL/6150-00	Aluminium Capacitors	L. 6.000
TL/6155-00	Tantalium Capacitors	L. 5.000
TL/6160-00	Capacitors for Power Electronics	L. 9.000
TL/6165-00	DC Capacitors	L. 5.000
TL/6170-00	AC Capacitors	L. 4.000
TL/6175-00	LOW-LOSS capacitors	L. 5.000
TL/6180-00	Mettalized Plastic Capacitors	L. 5.000
TL/6185-00	Ferrites	L. 10.000
TL/6190-00	Components for Inductive Proximity	L. 2.000
TL/6195-00	RFI Suppression Components	L. 9.000
TL/6200-00	Screened Cubicles-Room Screening	L. 6.000
TL/6205-00	RFI Suppression Filters	L. 5.000
TL/6210-00	Trasmitting Tubes	L. 18.000
TL/6215-00	Accessories for Trasm. Tubes	L. 16.000
TL/6220-00	Generator Tubes with Accessories	L. 16.000
TL/6225-00	Coaxial Tubes and Caviteies	L. 8.000
TL/6230-00	Traveling Wave Tubes	L. 12.000
TL/6235-00	Siov-Metal Oxide Varistors	L. 4.000
TL/6240-00	Optoelectronics Semiconductors	L. 8.000
TL/6245-00	Optoelectronics Semiconductors	L. 6.000
TL/6250-00	Optoelectronics Liquid Cristal Display	L. 4.000
TL/6255-00	8080 - Guida alla Programmazione	L. 7.000
TL/6260-00	Sikit 8080 - Manuale di Montaggio e Impiego	L. 3.000
TL/6265-00	Microset 8080 - Istruzioni d'uso	L. 5.000
TL/6270-00	Linguaggio Assembler	L. 10.000
TL/6275-00	µP Modulare SMP 80	L. 10.000
TL/6280-00	Programma Monitor	L. 4.000
TL/6285-00	Biblioteca Programmi vol. 1	L. 5.000
TL/6290-00	Biblioteca Programmi vol. 2	L. 5.000
TL/6300-00	SAB 8080 - µC User's Manual	L. 12.000
TL/6305-00	SAB 8085 - µC User's Manual	L. 12.000
TL/6310-00	SAB 8048 - µC User's Manual	L. 12.000
TL/6315-00	SAB 8041 - User's Manual	L. 12.000
TL/6320-00	SAB 8048/8041 Assembly Language	L. 12.000
TL/6325-00	SAB 8080/8085 Assembly Language Programming	L. 12.000
TL/6330-00	SAB 8080/8085 Floating Point	L. 12.000
TL/6335-00	Isis II PL/M 80 Compiler	L. 12.000
TL/6340-00	Design Examples of Semiconductors 74/75	L. 4.000
TL/6345-00	Design Examples of Semiconductors 75-76	L. 4.000
TL/6350-00	Design Examples of Semiconductors 76/77	L. 4.000
TL/6455-00	Design Examples of Semiconductors 77/78	L. 5.000
TL/6360-00	Componenti Elettronici ed Elettromec. Catal. Gen.	L. 20.000

TL/4035-06	Catalogo ECG Sylvania	L. 3.900
TL/4036-06	Manuale Tecnico ECG Sylvania	L. 6.400

IN VENDITA ANCHE PRESSO LE SEDI GBC
TUTTI I PREZZI SONO COMPRENSIVI DI IVA

i simulatori d'induttanza come e perchè

Il principio del "gyrator" (o induttanza simulata) fu suggerito dai teorici più di 25 anni fa, sebbene sia assai raramente impiegato nei circuiti pratici. Esso permette, tuttavia, la realizzazione di un'induttanza simulata del valore (ad esempio) di 10.000 H con Q di 100 in un volume inferiore a qualche centimetro cubo...!
In questo articolo sono discussi i principi teorici del "gyrator" e ne sono presentate alcune semplici applicazioni.

Per poter comprendere ed impiegare il principio della simulazione di induttanza, è necessaria una certa conoscenza teorica di base.
Il circuito di principio consiste in due amplificatori (figura 1), l'ingresso di uno dei quali è connesso all'uscita dell'altro, e viceversa. L'amplificatore A e invertente mentre l'amplificatore B è non-invertente. La pendenza dell'amplificatore A è

$$s_1 = -g_1 \text{ (A/V)}$$

e la pendenza dell'amplificatore B è

$$s_2 = g_2 \text{ (A/V)}.$$

Ciò significa che se l'amplificatore A è pilotato da una tensione d'ingresso di v_1 volt, esso fornirà una corrente di $-g_1 \cdot v_1$ ampere; in altre parole, esso assorbirà una corrente pari a $g_1 \cdot v_1$ ampere. Riferendoci ora alla figura 1, è chiaro che le tensioni e le correnti sono definite dalle formule:

$$i_2 = g_1 \cdot v_1$$

(amplificatore A; la corrente attraverso questo amplificatore è definita come positiva, così il segno meno sparisce); e

$$i_1 = g_2 \cdot v_2$$

(amplificatore B).
In queste formule g_1 e g_2 sono le cosiddette costanti di conversione ("gyration-constants"). Esse sono spesso uguali ($g_1 = g_2 = g$); qualche volta è impiegata la definizione "gyration-resistance", definita da:

$$R = \frac{1}{g}.$$

In figura 2 è riportato il simbolo di un "gyrator".

Il passo successivo è connettere un'impedenza (Z_1) fra una coppia di terminali (tratteggiata in figura 2). In questo caso il rapporto fra v_1 e i_1 è dato da:

$$v_1 = i_1 \cdot Z_1.$$

Dalle formule date è ovvio che la tensione e la corrente sull'altra coppia di terminali sono date da:

$$i_2 = g_1 \cdot v_1,$$

e

$$v_2 = \frac{i_1}{g_2}.$$

Ciò significa che l'impedenza vista sulla seconda coppia di terminali è pari a:

$$Z_2 = \frac{v_2}{i_2} = \frac{i_1/g_2}{g_1 \cdot v_1} = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1}. \quad (1)$$

Come funziona un "gyrator"

Nella pratica, la più importante applicazione è la simulazione di induttanza, per l'impiego in circuiti risonanti LC e altro. Se l'impedenza Z_1 di figura 2 è una capacità pura:

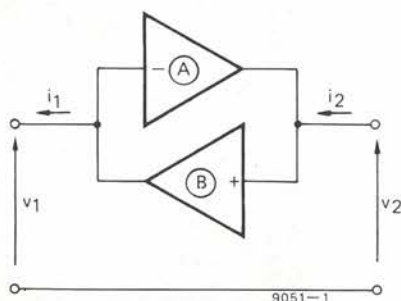
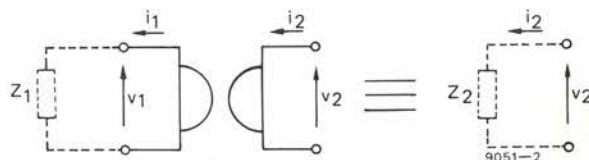
$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C},$$

la formula precedente (1) mostra che l'impedenza fra l'altra coppia di terminali del "gyrator" è pari a

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} \cdot g_1 \cdot g_2} = j\omega \frac{C}{g_1 \cdot g_2}. \quad (2)$$

Espresso in parole: se una capacità è collegata ad una coppia di terminali, l'altra coppia di terminali si comporta come se un'induttanza fosse connessa fra loro, il

Figura 1. Schema di principio di un simulatore di induttanza, composto da un amplificatore invertente ed un amplificatore non-invertente.

Figura 2. Simbolo convenzionale di un "gyrator". La funzione svolta è "convertire" un'impedenza Z_1 applicata ad una coppia di terminali in una impedenza (virtuale) Z_2 presente ai capi dell'altra coppia di terminali.

cui valore in Henry è pari al valore della capacità in Farad diviso il prodotto delle costanti di conversione. Tali constanti sono a loro volta uguali alle pendenze dei due amplificatori, cosa che porta alla interessante conclusione che tanto più basso è il valore delle pendenze tanto più alto è il valore dell'induttanza simulata!

E' intuitivo che un circuito risonante LC parallelo può essere simulato con il circuito di figura 3a. In questo circuito i resistori R1 e R2 rappresentano ciascuno il parallelo delle impedenze di ingresso e uscita dei due amplificatori (e la resistenza dispersa del condensatore, che però è spesso trascurabile).

A partire dalla formula generale di conversione (1), può essere dimostrato che questo circuito è equivalente al circuito di figura 3b. Questo, a sua volta, è equivalente al circuito di figura 3c nel caso che il valore di R1 e R2 del circuito originale sia sufficientemente grande nei confronti dell'impedenza di C1 e C2 alla frequenza di funzionamento.

I componenti di figura 3c derivano da quelli di figura 3a secondo le seguenti formule:

$$L_1 = \frac{C_1}{g_1 \cdot g_2};$$

$$R_p = \frac{C_1}{C_2} \cdot R_1;$$

$$R_2 = R_2;$$

$$C_2 = C_2.$$

A partire da questi valori, la frequenza di risonanza del circuito ed il fattore di merito Q possono essere calcolati nel modo qui descritto:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{g_1 \cdot g_2}}};$$

$$Q = 2\pi f_0 C_2 \cdot \frac{R_p \cdot R_2}{R_p + R_2} =$$

$$\frac{R_p \cdot R_2}{R_p + R_2} \cdot \sqrt{\frac{g_1 \cdot g_2 C_1}{C_2}}.$$

In pratica è possibile di solito sostituire $g_1 = g_2 = g$, e C1= C2= C, ed in questo modo le formle si semplificano:

$$f_0 = \frac{g}{2\pi C} \qquad (3)$$

$$Q = g \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (4a)$$

Se poi è R1= R2= R, l'equazione 4a si riduce a:

$$Q = \tfrac{1}{2} g \cdot R. \qquad (4b)$$

Riassumendo

Se un'impedenza Z_1 è connessa fra una coppia di terminali di un "gyrator", una

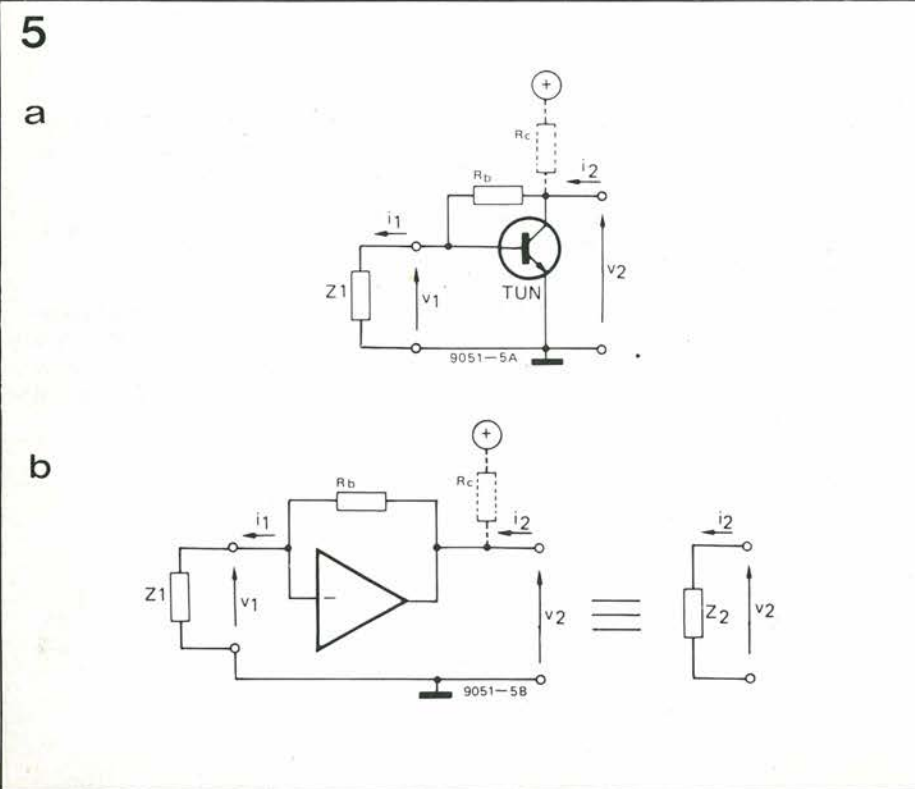
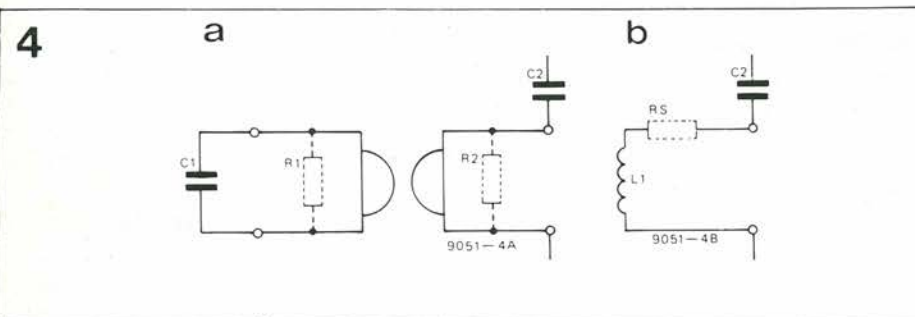
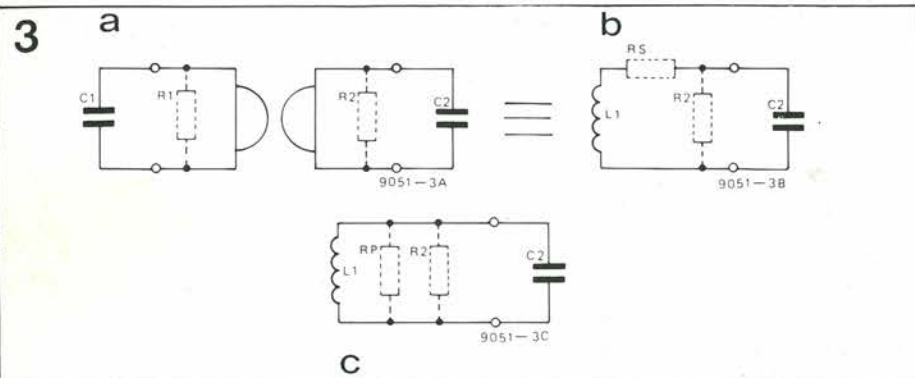



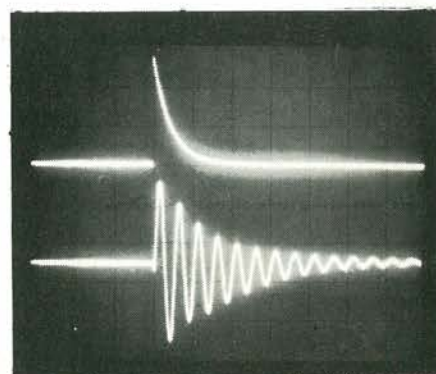
Figura 3. La più importante applicazione pratica di un circuito "gyrator": simulare un circuito oscillante LC parallelo (figure 3B e 3C) con l'ausilio di un "gyrator" e due condensatori.

Figura 4. Allo stesso modo è possibile simulare un circuito risonante serie (4B) con un "gyrator" e due condensatori (4A).

Figura 5. Schema di principio (5A) e schema a blocchi (5B) di un semplice "gyrator" realizzato con l'impiego di un solo transistore.

Figura 6. Applicazione pratica del circuito di figura 5 come filtro per la tensione di alimentazione di un preamplificatore. L'impedenza della sezione del circuito compresa nel rettangolo tratteggiato equivale ad un'induttanza da 250 H!

Figura 7. Il simulatore di induttanza impiegato nella minibatteria. Se un breve impulso è applicato nel punto P del circuito, appare all'uscita una sinusoide smorzata alla frequenza di circa 30 Hz, sintetizzando il suono della cassa di una batteria.

Figura 8. Una foto all'oscilloscopio del funzionamento del circuito di figura 7. La traccia superiore rappresenta l'impulso applicato all'ingresso, e la traccia inferiore il segnale in uscita (scansione orizzontale: 50 ms/div. - sensibilità verticale: 200 mV/div.).

impedenza virtuale Z_2 appare ai capi dell'altra coppia di terminali:

$$Z_2 = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1} \qquad (1)$$

Se l'impedenza Z_1 è una capacità pura (C1) ed è $g_1 = g_2 = g$, l'impedenza virtuale Z_2 è un'induttanza:

$$Z_2 = j\omega \frac{C_1}{g_1 \cdot g_2} = j\omega \frac{C_1}{g^2} \qquad (2)$$

che può essere scritta anche sotto questa forma:

$$L_2 = \frac{C_1}{g^2}. \qquad (2a)$$

Se una seconda capacità (C2) è collegata alla seconda coppia di terminali, il circuito si comporta come un circuito risonante parallelo (LC). Se è $g_1 = g_2 = g$, C1=C2=C e le impedenze di ingresso e uscita sono uguali (R1 e R2) la frequenza di risonanza (f_o) ed il fattore di merito (Q) sono dati da:

$$f_o = \frac{g}{2\pi C} \qquad (3)$$

$$Q = \frac{1}{2} g \cdot R. \qquad (4b)$$

Senza altri calcoli è possibile affermare che la frequenza di risonanza ed il fattore di qualità di un circuito risonante serie (figura 4) sono date dalle medesime formule. Da quanto detto sopra, è ovvio che le impedenze di ingresso e uscita degli amplificatori devono essere le più alte possibile per ottenere elevati fattori di qualità. Le pendenze degli amplificatori devono anch'esse essere elevate se si vuole ottenere un elevato Q; tuttavia ciò comporta alte frequenze di risonanza se non con l'impiego di capacità relativamente grandi.

Un semplice calcolo mostra, ad esempio, che per ottenere un Q di 1.000 alla frequenza di 100 Hz, la pendenza deve essere $g = 2 \cdot 10^{-3}$ (se le impedenze di ingresso e uscita in parallelo sono pari a 1 MΩ) e sono necessarie capacità del valore di $C1 = C2 \simeq 30 \mu F$. Se tali condensatori sono elettrolitici, la resistenza dispersa può essere inferiore a quella stabilita (1 MΩ), cosicchè una pendenza più elevata ed un più grande valore di capacità vengono richiesti, e così via...

Dopo aver spiegato i principali principi teorici, vediamo ora qualche applicazione pratica.

"Gyrator" con un solo transistore

Questo circuito è impiegato piuttosto spesso, anche se è in dubbio che le persone che lo impiegano sanno che esso è un "gyrator"!

Il circuito di principio è mostrato in figura 5a, ed in figura 5b il medesimo circuito è rappresentato con più simboli teorici. E' evidentemente un simulatore asimmetrico: il transistore è l'amplificatore invertente, con una pendenza di:

$$g_1 = \frac{i_2}{v_1} = S \approx 40 I_c.$$

Il resistore fra base e collettore (R_b) è "l'amplificatore" non invertente, con una costante di conversione:

$$g_2 = \frac{i_1}{v_2} \approx \frac{1}{R_b}.$$

La seconda approssimazione si basa sul fatto che v_2 è molto maggiore di v_1, cosa che succede nella pratica. L'impedenza di conversione è in questo caso definita da:

$$Z_2 = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1} \approx \frac{R_b}{S \cdot Z_1}.$$

Una applicazione pratica di questo tipo di simulatore è data in figura 6. In questo caso la pendenza è circa uguale a:

$$S \approx 40 I_c \approx 200 \cdot 10^{-3} \text{ A/V},$$

cosicchè l'impedenza virtuale della sezione contenuta nel rettangolo tratteggiato è pari approssimativamente a:

$$Z_2 \approx \frac{R_b}{S \cdot Z_1} \approx j\omega \cdot \frac{47 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^2} \approx j\omega \cdot 250.$$

In altre parole, esso si comporta come una bobina da 250 H!

Aggiungendo il condensatore C2 all'uscita, il circuito si comporta come un filtro LC passa-basso con una frequenza di taglio di circa 0,3 Hz.

Il circuito di figura 6 è molto utile come cella di filtro per l'alimentazione di un preamplificatore, ad esempio. Il fattore di merito è molto basso - teoricamente $Q \simeq 1$ nel caso descritto- ne consegue che il circuito è pressochè inutilizzabile in altre applicazioni.

Il simulatore di induttanza per la minibatteria

Il circuito qui descritto è piuttosto complicato (figura 7).

6

7

L'amplificatore invertente è T9. Il suo carico di collettore è una sorgente di corrente (T8), in modo tale che la costante è semplicemente:

$$g_1 = \frac{i_2}{v_1} = \frac{1}{R_{21}+r_d+r_e},$$

nella formula r_d e r_e sono le resistenze dinamiche (cioè misurate in AC) del diodo D5 e dell'emettitore di T9 rispettivamente. Tali impedenze sono determinate dalla corrente attraverso T8 e T9, il cui valore è circa 0,2 mA, così che:

$$r_e \approx r_d \approx \frac{1}{40I} \approx 125\Omega,$$

e

$$g_1 \approx \frac{1}{7 \cdot 10^3} \approx 1.4 \cdot 10^{-4}.$$

L'amplificatore non-invertente è formato dalla coppia T5/T7 (un amplificatore differenziale), in cui la sorgente di corrente T6 funge da carico di collettore per T7. La costante g_2 dipende in questo caso da R13, r_e (T5) e r_e (T7), che hanno all'incirca lo stesso valore di R21, r_d e r_e (T9) della formula precedente. Da ciò deriva che:

$$g_2 \approx g_1 = g \approx 1.4 \cdot 10^{-4},$$

ne consegue che un condensatore da 220 µF ad una coppia di terminali permette la simulazione di un'induttanza di 10.000 H all'altra coppia di terminali!!
Questo particolare circuito presenta alcune caratteristiche particolari. Innanzitutto è simmetrico ($g_1 = g_2 = g$), come mostrato sopra; in secondo luogo, il bilanciamento DC è mantenuto in un ampio intervallo delle tensioni di alimentazione, ed il consumo in corrente è molto contenuto (circa 2 mA a 6 V). In ultimo, le prestazioni del circuito dipendono dall'uguaglianza dei resistori il cui valore (nominale) è 6k8: cioè non è importante tanto la tolleranza nel valore assoluto di tali componenti, quanto la differenza di valore fra di essi. Ad esempio, se tutti i resistori hanno un valore più alto del 5% (cioè sono tutti di 7k1), le prestazioni non vengono deteriorate.
Nella particolare applicazione della minibatteria, sono aggiunti i condensatori C1 e C2, ottenendo così un circuito risonanete; quando il circuito è eccitato da un impulso applicato all'ingresso contrassegnato con P, esso produce una sinusoide smorzata; la frequenza di oscillazione è data da:

$$f_O \approx \frac{g}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}} \approx 32 \text{ Hz},$$

(vedi figura 8).
Il fattore di merito del circuito risonante dipende dal guadagno in corrente dei transistori impiegati, e può variare nell'intervallo 60 - 200. Tuttavia, nell'applicazione descritta, è inserito un resistore esterno di smorzamento (R23), il cui compito è abbassare il fattore Q a circa 10.
E' interessante notare che in questo particolare circuito il collettore di T5 può essere utilizzato come uscita a bassa impedenza senza influenzare il fattore di merito, e che la base di T7 può essere usta come ingresso. Poichè i due punti menzionati si trovano in fase fra loro, un resistore del valore, ad esempio, di 100 k connesso fra loro porta il circuito in oscillazione.
In pratica esso si comporta come un oscillatore LC, la cui frequenza di funzionamento dipende dal valore di C1 e C2.

mini-frequenzimetro

Impiegando l'integrato LSI MK 50398N prodotto dalla Mostek, è possibile realizzare un frequenzimetro di basso costo, dalle prestazioni più che soddisfacenti per la gran parte del lavoro di sperimentazione.

L'apparecchiatura descritta è un frequenzimetro piuttosto semplice, ma nello stesso tempo molto pratico e funzionale, che misura la frequenza di segnali nell'intervallo 10 Hz - 1 MHz e la indica su un display a quattro cifre. L'intero frequenzimetro è realizzato con sei circuiti integrati, quattro display a sette segmenti e una manciata di componenti discreti. Il circuito, ad esclusione del trasformatore di alimentazione, è montato su un unico circuito stampato relativamente piccolo. Il minifrequenzimetro non impiega un oscillatore a cristallo come base dei tempi, bensì ricava dalla rete la frequenza di riferimento; ciò significa che la precisione dello strumento dipende dalla precisione della frequenza di rete - tuttavia essa è nel peggiore dei casi più che sufficiente nelle applicazioni non-professionali.

In Figura 1 è riportato lo schema elettrico completo del minifrequenzimetro. Il cuore del circuito è l'integrato MK 50398N della Mostek. Questo integrato LSI (LSI significa "Large Scale Integration" - integrazione su grande scala) contiene un contatore BCD ed una memoria a sei cifre, la decodifica BCD-sette segmenti, il circuito di multiplexer per il pilotaggio del display.

Nel minifrequenzimetro descritto vengono impiegate quattro delle sei cifre disponibili, non soltanto per ridurre le dimensioni complessive dello strumento, ma anche perchè la limitata precisione rende inutile una lettura su più di quattro cifre. Il circuito del multiplexer è classico: i catodi comuni dei quattro display sono connessi agli inverter N1 ... N4, che vengono pilotati dalle uscite di "strobo" D5 ... D2 del 50398N. Gli anodi dei segmenti ricevono la tensione di alimentazione attraverso i resistori R3 ... R9 dalle uscite a ... g dell'integrato. La funzione di "multiplexing" è controllata dallo stesso 50398N, e la frequenza di multiplexer è determinata dal valore del condensatore C11, ed è attorno ai 2 kHz.

Il segnale in misura è applicato attraverso il semplice stadio d'ingresso (formato da T1 e componenti annessi) all'ingresso di clock del contatore; il diodo D6 protegge l'ingresso stesso da tensioni fortemente negative.

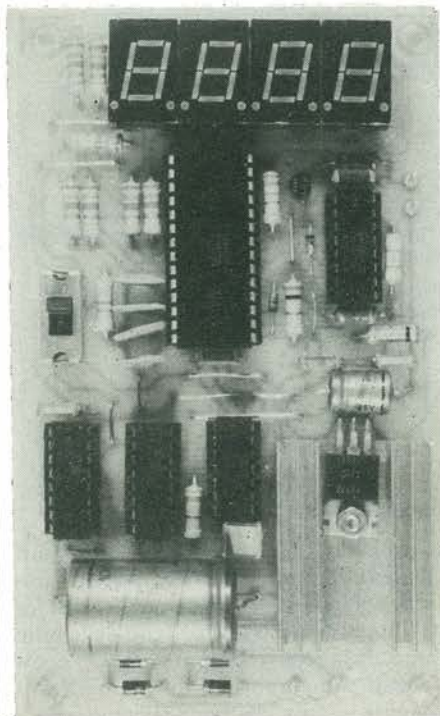
Il contatore conta gli impulsi applicati al clock per il tempo nel quale l'ingresso di inibizione ("count-inhibit input") si trova

nello stato logico "0", cioè per tutto il tempo nel quale l'uscita Q del flip-flop FF2 è nello stato logico "0". Questo flip-flop è comandato dal circuito della base dei tempi del minifrequenzimetro. Gli impulsi della base dei tempi sono prelevati dalla frequenza di rete.

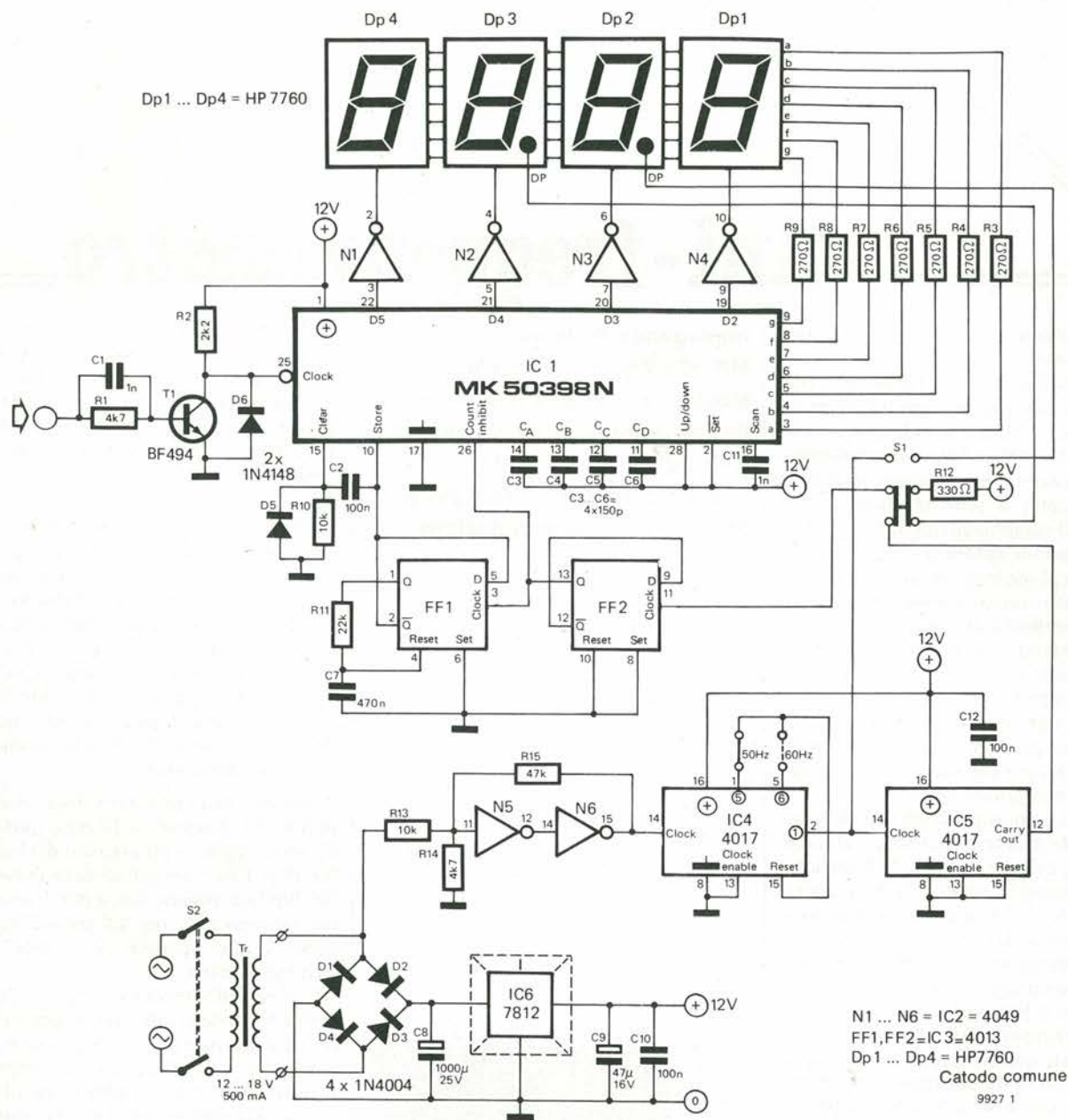
Attraverso gli invertitori N5 e N6, che insieme formano un trigger di Schmitt, la tensione sinusoidale di rete viene squadrata ad un livello compatibile con gli ingressi CMOS, e successivamente divisa da IC4 e IC5 fino ad ottenere due segnali quadrati della frequenza di 10 e 1 Hz rispettivamente. (N.B. - Il mini-frequenzimetro può funzionare con frequenze di rete di 50 o 60 Hz; l'adattamento si limita alla realizzazione del corretto ponticello di cortocircuito sulla basetta stampata).

A seconda della posizione del selettore di portata S1, il segnale a 10 Hz o quello a 1 Hz sono applicati all'ingresso di clock del flip-flop FF2. Nel primo caso l'uscita Q del flip-flop rimane bassa per 1 secondo, nel secondo caso per 0,1 secondi (questi sono i due periodi di "gate" del frequenzimetro).

Alla fine dell'intervallo di "gate" l'uscita Q di FF2 diviene alta, il conteggio si arresta ed il flip-flop FF1 viene eccittato. Il risultato è che l'ingresso di memoria ("store-input") del 50398N è ora a livello "0", lo stato dei contatori BCD è trasferito in memoria, e la cifra corrispondente presentata sui display.

Dopo un breve intervallo di tempo, il condensatore C7 si carica e FF1 viene resettato (FF1 con C7 e R11 si comporta come monostabile). Q ritorna alta, così che l'ingresso di memoria diviene anch'esso alto ed il risultato del conteggio viene memorizzato. Subito dopo che FF1 è stato resettato, il condensatore C2 si carica mantenendo alta per un intervallo di tempo molto piccolo l'ingresso di azzeramento ("clear-input") dei contatori. Ciò resetta i

Caratteristiche:

sensibilità:	**1 V p-p**
massimo segnale in ingresso:	**± 5 V p-p**
impedenza d'ingresso:	**minima 4k7**
portata massima:	**1 MHz**

Occorre notare che il mini-frequenzimetro non misura la frequenza di segnali in ingresso con sovrapposta una tensione continua.

contatori in preparazione del successivo ciclo di conteggio, ma non ha effetti sulla memoria, così che il risultato della misura non viene perso. Il diodo D5 protegge l'ingresso di "clear" dell'integrato rispetto ad impulsi di polarità negativa.

Oltre a scegliere la frequenza degli impulsi di clock applicati a FF2, il selettore di portata S1 provvede ad illuminare il corretto punto decimale. Il massimo valore delle frequenze che possono essere misurate nelle due portate dello strumento sono rispettivamente 99,99 kHz (periodo di "gate" di 1 secondo) e 999,9 kHz (periodo di gate di 0,1 secondi).

Il circuito alimentatore del minifrequenzimetro impiega semplicemente un comune regolatore integrato tipo 7812.

Figura 1. Schema elettrico completo del minifrequenzimetro.

Figura 2. Circuito stampato e disposizione dei componenti per il minifrequenzimetro (EPS 9927).

Basetta stampata

Sulla basetta stampata trovano posto tutti i componenti indicati in figura 1, ad eccezione del trasformatore di rete Tr e dell'interruttore di rete S2. Il disegno delle piste ramate e la relativa disposizione dei componenti sono riportate in figura 2. Se i componenti sono montati a contatto della superficie della basetta, il risultato è uno strumento molto compatto ed adatto all'uso portatile.

Per l'impiego con rete a 50 Hz occorre realizzare il ponticello indicato in figura 2 con una linea continua in prossimità di C8; nel caso di rete a 60 Hz deve essere realizzato invece il ponticello indicato con una linea tratteggiata.

Il regolatore di tensione IC6 deve essere montato su di un piccolo dissipatore di calore.

La portata dello strumento può essere estesa a dieci megahertz collegando un decade di conteggio fra T1 e l'ingresso di clock di IC1. Se desiderato, la precisione del mini-frequenzimetro può essere migliorata con l'impiego di una base dei tempi a cristallo di quarzo.

Elenco componenti per le figura 1 e 2

Resitori

R1,R14 = 4k7
R2 = 2k2
R3 . . . R9 = 270 Ω
R10,R13 = 10 k
R11 = 22 k
R12 = 330 Ω
R15 = 47 k

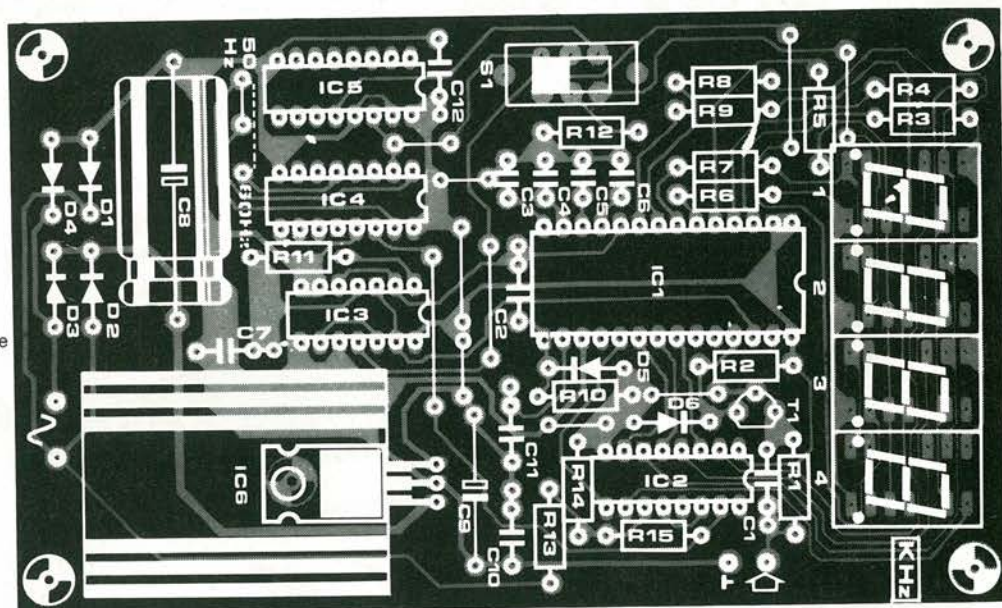
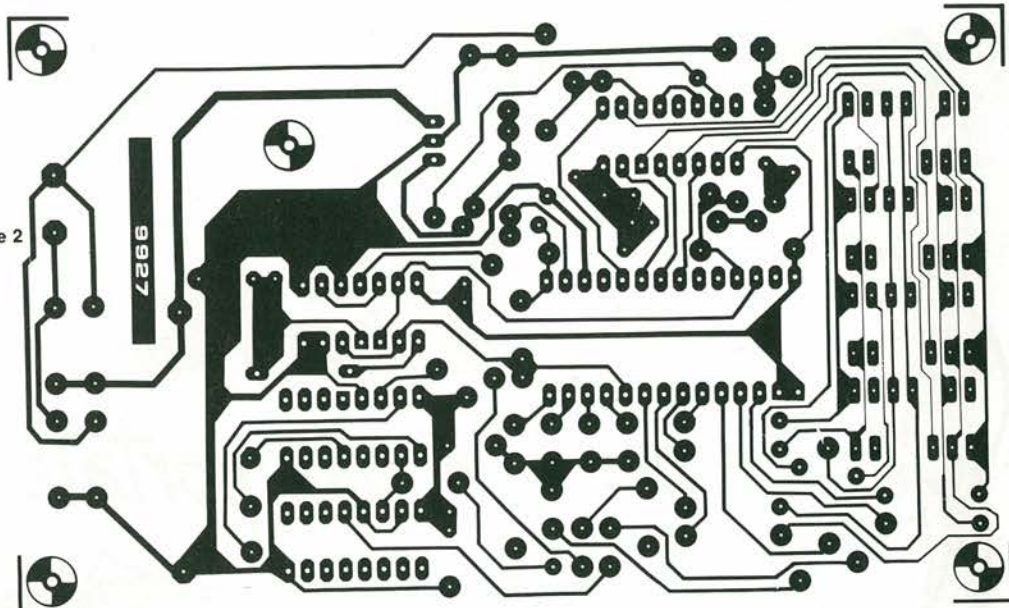
Condensatori

C1,C11 = 1 n
C2,C10,C12 = 100 n
C3 . . . C6 = 150 p
C7 = 470 n
C8 = 1000 µ/25 V
C9 = 47 µ/16 V

Semiconduttori

IC1 = MK 50398N (Mostek)
IC2 = 4049
IC3 = 4013
IC4,IC5 = 4017
IC6 = 7812
T1 = BF 494
D1 . . D4 = 1N4004 o equiv.
D5,D6 = 1N4148 o equiv

Varie

DP1 . . . DP4 = display HP 7760
Catodo comune
Tr = trasformatore di alimentazione
12 . . . 18 V/500 mA
S1 = doppio deviatore a cursore
S2 = doppio interruttore di rete

Stabilità della frequenza di rete

In condizioni normali, la frequenza di rete in tutta Europa è mantenuta a 50 Hz ± 0,1 Hz, cioè con una tolleranza dello 0,2%.

In casi eccezionali, l'errore può raggiungere lo 0,4%, ma ciò succede così raramente che tale possibilità può essere ignorata se la frequenza di rete è impiegata come frequenza di riferimento in frequenzimetri o analoghi strumenti digitali.

Per gli orologi elettronici invece, è importante l'errore complessivo in lunghi periodi di tempo. Ad esempio, se la frequenza di rete si mantiene a 50,1 Hz per tutta una giornata, ciò produce un errore complessivo di quasi tre minuti. Tuttavia, in lunghi intervalli di tempo (una giornata, un mese o un anno), tali errori si compensano fra loro così che l'errore complessivo raramente supera il minuto.

Riassumendo, per tutte le apparecchiature elettroniche che impiegano la frequenza di rete come frequenza di riferimento o base dei tempi, la precisione è la seguente:

- tolleranza instantanea, importante per frequenzimetri digitali e strumenti analoghi:
  tolleranza nominale: ± 0,2%
  massima tolleranza: ± 0,4 %
- errore nel lungo periodo, importante per gli orologi digitali:
  ± 1 minuto

◾

E' VERO!

c'è un computer alla portata di tutti!

SPECIALE!

CPM Studio

IL BUGBOOK V

MMD1

L'unico microcomputer didattico che lavora con entrambi i microprocessori

8080A e Z-80* ...

MMD1-A, assemblato £ 445.000+IVA
MMD1-K, in kit istruzioni in italiano £ 315.000+IVA

* con l'adattatore MMD1 - Z80

MERCATO

Microcomputer su un'unica basetta

Un nuovo sistema a microprocessore è stato annunciato dalla Texas Instruments. Studiato primariamente per l'impiego didattico, il TM 990/189M impiega un CPU a 16 bit ed è disponibile completamente montato. Il sistema contiene 1 K-bit di RAM (espandibile sulla basetta a 2K) e 4 K-bit di ROM (espandibile in basetta a 6 k). I 4K di ROM contengono un sistema monitor "unibug" ed un assembler simbolico. Il TL990/189M possiede inoltre la propria interfaccia a cassette, una tastiera alfanumerica a 45 tasti ed un display a sette segmenti e 10 digit. Il display può essere shiftato a destra o a sinistra ad indicare 10 caratteri dei 32 disponibili. Sono inoltre previste facilitazioni per l'aggiunta di un terminale standard EIA o un'interfaccia TTY. Altre caratteristiche di questo sistema su unica basetta sono la presenza di una serie di LED indirizzabili e di un altoparlante piezoelettrico. Quando il sistema viene acceso, lampeggia un gruppo di quattro LED, l'altoparlante emette un caratteristico "beep" ed il display indica "CPU READY". Ad indicare quando la CPU è inattiva, quando la tastiera funziona in "shifted mode", eccetera, sono impiegati altri LED.
Viene inoltre fornito un completo manuale di istruzioni in unione con il sistema TM990/189M, il quale fornisce informazioni sui principi basilari di funzionamento di un microprocessore, sull'assembler, sui linguaggi-macchina e sull'interfacciamento del microcomputer.

Texas Instrument Spa
02015 Cittaducale (Rieti)
Tel. (0746) 69034

Il diodo EROS: trasmettitore-ricevitore per sistemi ottici

Il diodo EROS (Emitter-Receiver for Optical System) è un componente a doppia eterostruttura GaA/As capace di operare, in funzione della polarizzazione, come diodo elettroluminescente (trasmettitore) o come fotodiodo a valanga (ricevitore) a bassa tensione di valanga.
La trasmissione di informazione nei due sensi non richiede quindi che una sola fibra ottica. La doppia possibilità di funzionamento è ottenuta senza alterare le caratteristiche del diodo funzionante come

trasmettitore. Con un tempo di risposta di 10 ns in emissione e di 2 ns in ricezione, possono essere ottenute velocità di trasmissione delle informazioni superiori a 10 Mbit/s

Thomson - CSF
Viale degli Ammiragli 71/1
00136 Roma
Tel. (06) 6381458

Relay e ancora relay

Una nuova gamma di relay è stata recentemente introdotta dalla "B and R Relays Limited". Chiamata serie E, questi compatti relay a basso costo e di impiego generale offrono una vasta gamma di caratterisitche ed opzioni. Sono disponibili nelle configurazioni a 2 o 4 poli, con portata da bassi livelli (contatti biforcuti) a 3 o 5 A per polo.
Occupano uno spazio molto ridotto e sono prodotti con contenitore antipolvere o ermeticamente sigillati. E' presente inoltre un modello lavabile adatto per il cablaggio con flusso di saldatura, il quale presenta una linguetta adesiva che può essere strappata, dopo la pulizia della piastra, per permettere una ventilazione adeguata.
Le versioni a saldare o per circuito stampato offrono una serie di opzioni, quali il pulsante di prova e la placca per il montaggio verticale o orizzontale. Gli zoccoli prevedono la molla di fermo o la versione per circuito stampato. L'ingombro contenuto e l'eccellente affidabilità di 1,5 milioni di scatti (a 3A, 28 Vdc), rendono questa serie E adatta per i sistemi di automazione generale, per le apparecchiature d'ufficio, le macchine copiatrici, i computer, ecc.
Le principali caratteristiche della serie E comprendono tensioni di eccitazione da 5 a 110 Vdc e da 6 a 240 Vac; dissipazione massima nella bobina di 2,0 W e tempo di commutazione di 13 ms.
Intervallo utile delle temperature di funzionamento da —40 a + 70°C e resistenza agli urti e alle vibrazioni di 10 e 5 g. rispettivamente.

B & R Relay Limited
TEMPLEfields, harlow, CM
20 2BG, ESSEX.

Insieme l'oscilloscopio ed il multimetro digitale

Un nuovo strumento prodotto dalla Tektronix, il modello 305, comprende un oscilloscopio a doppia traccia ed un multimetro digitale automatico.
Le principali caratteristiche dell'oscilloscopio contenuto nel modello 305 sono una banda passante di 5 MHz in unione con una sensibilità di 5 mV, velocità di spazzolamento da 1 µs a 50 ms/divisione (con un moltiplicatore X10 che provvede alla velocità di 0,1 µs/divisione), pieno funzionamento X/Y; sono inoltre compresi diversi modi di funzionamento dei canali ed alcune facilitazioni nei circuiti di trigger.
La sezione multimetro copre dodici portate di tensione e resistenza fino a tensioni massime di 1kV DC o 700 V AC e valori di resistenza fino a 2 MΩ. La precisione nella misura delle tensioni continue è ± 0,1%.
Complessivamente, l'ingombro è di soli cm. 11,2 x 23,7 x 36 con un peso di 4,8 kg compreso il gruppo di batterie ricaricabili entro-contenute. La possibilità di uso portatile ed il grande numero di funzioni di misura rendono il modello 305 ideale per il lavoro di manutenzione e riparazione.
E' equipaggiato di una cinghia che permette al tecnico di mantenere libere entrambe le mani; può essere impiegato in passerelle, scale o altri spazi limiti normalmente inaccessibili per il lavoro di verifica o riparazione.
Il modello 305 può funzionare con qualsiasi sorgente di tensione AC o DC oppure con le proprie batterie interne ricaricabili. Il consumo medio è 15 W;

l'autonomia è di 5 ore con solo l'oscilloscopio in funzione e di 3 ore e mezza quando entrambi gli strumenti sono accesi.

Silverstar Spa
Via dei Gracchi, 20
20146 Milano
Tel. (02) 4996

Software a stato solido!

Un nuovo modulo plug-in per i calcolatori programmabili T158/59 contenente il software per decisioni d'affari, è stato introdotto dalla Texas Instruments.
La biblioteca di software contiene una gamma di programmi scelti per facilitare il lavoro relativo alle decisioni di affari, e premette ai dirigenti di avere acceso immediato (e la conseguente consapevolezza ...) a processi che sono normalmente eseguiti dai computer.
Inoltre, la biblioteca comprende un certo numero di programmi che possono essere incorporati nelle "routine" specifiche di ciascuna particolare società, senza la necessità di elaborare programmi complicati dalle analisi dettagliate di particolari tecniche quali la previsione della richiesta o l'ordinazione economica.

Texas Instruments Spa
02015 Cittaducale (Rieti)
Tel. (0746) 69034

LISTINO PREZZI CSC

PINZA LOGICA

LM1	SM/4001-00	L. **75.000**

SONDE LOGICHE

LP1	SM/4005-00	L. **80.000**
LP2	SM/4006-00	L. **47.000**
LPK1	SM/4010-00	L. **31.000**

FREQUENZIMETRI

MAX 100	SM/4025-00	L. **201.000**
MAX 50	SM/4030-00	L. **140.000**

PRESCALER

PS 500	SM/4035-00	L. **91.000**

ACCESSORI PER FREQUENZIMETRI

100 MWA	SM/4040-00	L. **6.500**
100 CA2	SM/4045-00	L. **16.000**
MMC 5	SM/4049-00	L. **9.000**

PINZE PER CIRCUITI INTEGRATI

PC 14	SM/4085-00	L. **6.600**
PC 16	SM/4090-00	L. **6.700**
PC 24	SM/4095-00	L. **12.000**
PC 40	SM/4100-00	L. **19.500**

PINZE PER CIRCUITI INTEGRATI CON CAVO

PC 14-18S	SM/4115-00	L. **13.500**
PC 14-18D	SM/4120-00	L. **23.000**
PC 16-18S	SM/4125-00	L. **15.000**
PC 16-18D	SM/4130-00	L. **25.000**

BASETTE SPERIMENTALI RAPIDE PASSO 2,54 mm.

QT 59S	SM/4150-00	L. **17.800**
QT 47S	SM/4170-00	L. **14.000**
QT 35S	SM/4190-00	L. **12.000**
QT 18S	SM/4210-00	L. **6.700**
QT 12S	SM/4230-00	L. **5.200**
QT 8S	SM/4250-00	L. **4.600**
QT 7S	SM/4270-00	L. **4.200**
QT 59B	SM/4290-00	L. **3.500**
QT 47B	SM/4310-00	L. **3.100**
QT 35B	SM/4330-00	L. **2.800**

BASETTE PER ESPERIMENTI

EXP 300	SM/4350-00	L. **14.500**
EXP 600	SM/4375-00	L. **15.500**
EXP 350	SM/4400-00	L. **7.800**
EXP 650	SM/4425-00	L. **8.800**
EXP 325	SM/4450-00	L. **3.900**
EXP 4B	SM/4475-00	L. **5.900**

BASETTE SPERIMENTALI CON BASE E SUPPORTO

PB 6	SM/4500-00	L. **22.500**
PB 100	SM/4525-00	L. **29.000**
PB 101	SM/4550-00	L. **42.000**
PB 102	SM/4575-00	L. **56.000**
PB 103	SM/4600-00	L. **84.500**
PB 104	SM/4625-00	L. **112.000**

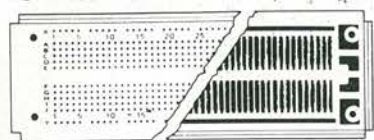
BASETTE SPERIMENTALI CON BASE SUPPORTO E ALIMENTATORE

PB 203	SM/4650-00	L. **143.000**
PB 203 A	SM/4675-00	L. **190.000**

PREZZI IVATI

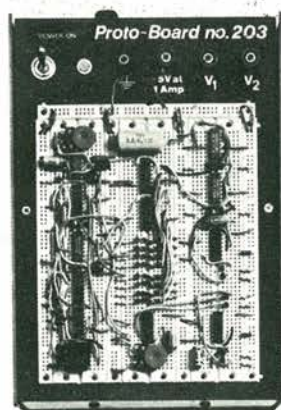
DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC ITALIANA - VIALE MATTEOTTI, 66 - 20092 CINISELLO BALSAMO

Costruite il vostro prototipo sulle basette sperimentali CSC

Serie EXP • Basette per esperimenti

Modello	Codice GBC	Lunghezza mm	Larghezza mm	Prezzo
EXP300	SM/4350-00	152	53	L. 14.500
EXP600	SM/4375-00	152	61	L. 15.500
EXP350	SM/4400-00	91	53	L. 7.800
EXP650	SM/4425-00	91	61	L. 8.800
EXP325	SM/4450-00	48	53	L. 3.900
EXP4B	SM/4475-00	152	25	L. 5.900

Serie QT • Basette sperimentali rapide passo 2.54 mm

Modello	Codice GBC	Lunghezza mm	Terminali	Prezzo
QT-59S	SM/4150-00	165	118	L. 17.800
QT-47S	SM/4170-00	135	94	L. 14.000
QT-35S	SM/4190-00	104	70	L. 12.000
QT-18S	SM/4210-00	61	36	L. 6.700
QT-12S	SM/4230-00	46	24	L. 5.200
QT-8S	SM/4250-00	36	16	L. 4.600
QT-7S	SM/4270-00	36	14	L. 4.200
QT-59B	SM/4290-00	165	20	L. 3.500
QT-47B	SM/4310-00	135	16	L. 3.100
QT-35B	SM/4330-00	104	12	L. 2.800

Serie PB Proto Board

Basette sperimentali con base, supporto e alimentatore

Modello	Codice GBC	Dimensioni mm	Punti di conness.	N° di IC inseribili (14 pin)	N° bas.	Tipo	Prezzo
PB-203	SM/4650-00	248x168x83	2250	24	3 4 1	QT-59S QT-59B QT-47B	L. 143.000
PB-203A	SM/4675-00	248x168x83	2250	24	3 4 1	QT-59S QT-59B QT-47B	L. 190.000

Serie PB Proto Board

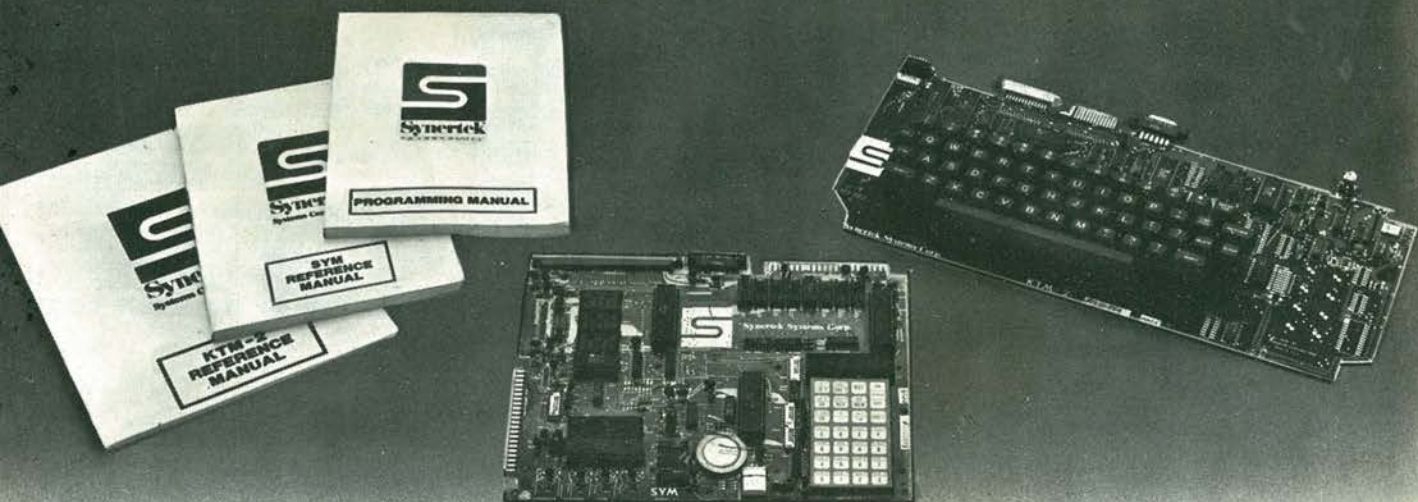
Basette sperimentali con base e supporto

Modello	Codice GBC	Dimensioni mm	Punti di conness.	N° di IC inseribili (14 pin)	N° bas.	Tipo	Prezzo
PB-6	SM/4500-00	152x102x36	630	6	2 1	QT-47B QT-47S	L. 22.500
PB-100	SM/4525-00	152x114x36	760	10	2 1	QT-35S QT-35B	L. 29.000
PB-101	SM/4550-00	152x114x36	940	10	2 4	QT-35S QT-35B	L. 42.000
PB-102	SM/4575-00	187x114x36	1240	12	2 3 1	QT-47S QT-47B QT-35B	L. 56.000
PB-103	SM/4600-00	229x152x36	2250	24	3 4 1	QT-59S QT-59B QT-47B	L. 84.500
PB-104	SM/4625-00	249x203x36	3060	32	4 7	QT-59S QT-59B	L. 112.000

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC ITALIANA - VIALE MATTEOTTI, 66 - 20092 CINISELLO BALSAMO

PREZZI IVATI

SYM-I

Più di un Personal Computer

Sistema didattico

- Facile da usare
- Documentazione completa anche in italiano
- Permette l'analisi completa della struttura del microprocessore
- Permette l'apprendimento dei linguaggi di programmazione
- Utilissimo per esperimenti di laboratorio.

Sistema di sviluppo

- Potente monitor
- Editor ed assembler residenti
- Gestione Files ed Interfaccia diretta per registratore a cassette audio
- Usa il potente CPU 6502 Synertek
- Perfettamente utilizzabile come single board computer per applicazioni industriali.

Personal Computer

- Sistema completo ed efficiente
- Basic da 8K su ROM
- Modulo terminale video con tastiera, controlli di cursore, uscita per stampante, interfaccia RS 232 e current loop, velocità fino a 9600 Baud, maiuscole-minuscole e 128 caratteri grafici, video inverso
- Colloquio con cassette audio a 1200 Baud.

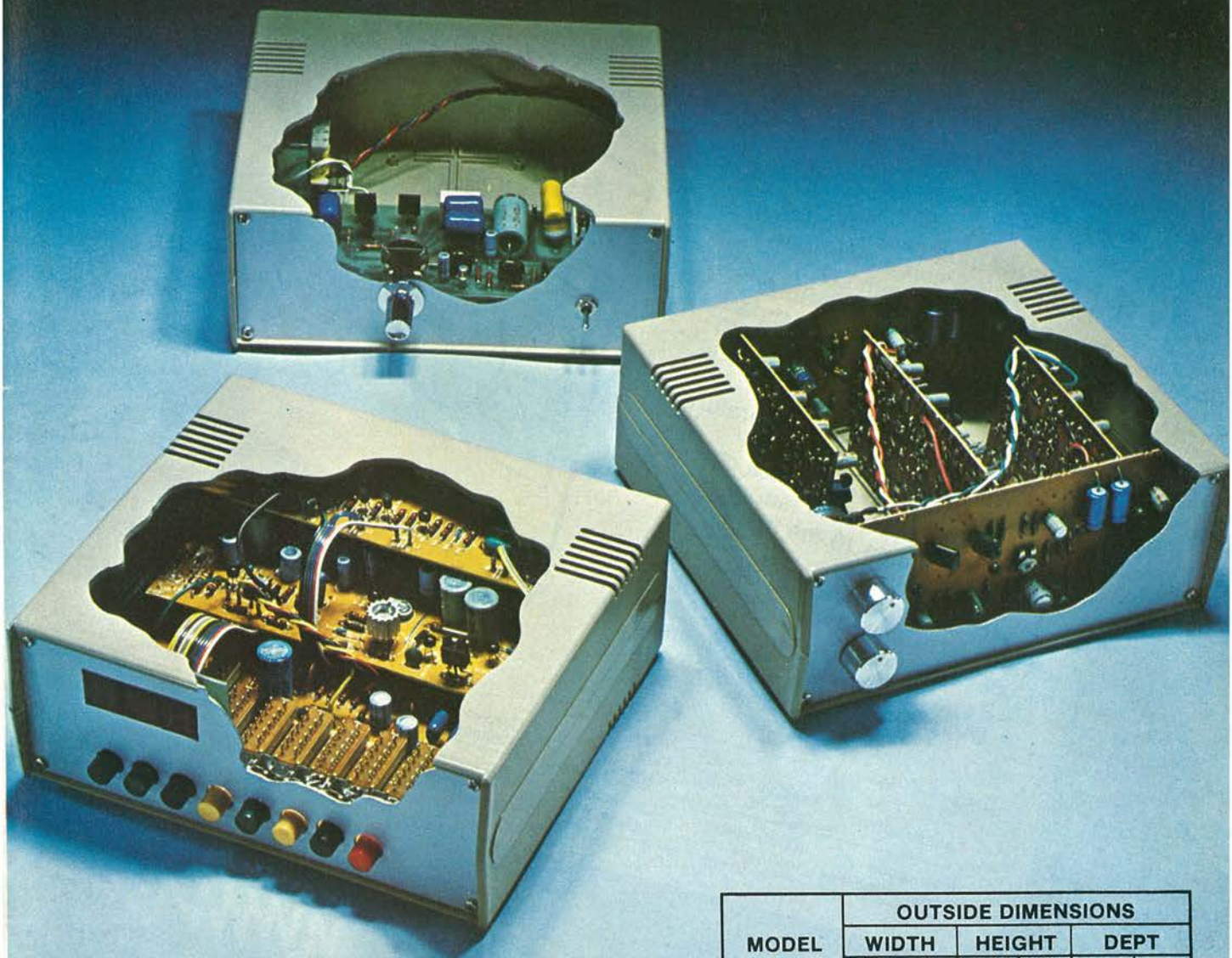
MIGLIOR RAPPORTO PRESTAZIONI / PREZZO SUL MERCATO.

COMPREL s.r.l.

20092 CINISELLO B. (MI) - VIALE ROMAGNA, 1
☎ (02) 6120641/2/3/4/5 - Telex: 332484 COMPRL I

Uffici regionali:

40137 BOLOGNA - P.za Azzarita, 6 - Tel. (051) 551306
50127 FIRENZE - Via T. Mabellini, 4 - Tel. (055) 412018
16033 LAVAGNA (GE) - P.za Marini, 20/10 - Tel. (0185) 301100
60025 LORETO (AN) - Via Dante Alighieri, 26/B - Tel. (071) 977693
35100 PADOVA - Via R. De Visiani, 17 - Tel. (049) 750741
00141 ROMA - Via Muzio Clementi, 58/5 - Tel. (06) 3603463-3600971
10144 TORINO - Via G. Fagnano, 10 - Tel. (011) 472789

PLASTIC CABINETS

MODEL	OUTSIDE DIMENSIONS					
	WIDTH		HEIGHT		DEPT	
	INCH	mm	INCH	mm	INCH	mm
OO/3001.00	7,54	191,4	1,81	46	6,89	175
OO/3001.02	7,54	191,4	2,36	60	6,89	175
OO/3001.04	7,54	191,4	2,9	74	6,89	175

Contenitore in materiale antiurto, per applicazioni elettroniche, nell'industria e nei laboratori. Diverse possibilità di inserimento delle schede a circuito stampato in posizione verticale, orizzontale e trasversale, per mezzo di guide predisposte o da inserire. Pannello frontale e posteriore in alluminio satinato. Piedini antivibranti in gomma, viti autofilettanti e guide per l'inserimento delle schede a circuito stampato completano il kit.

Quando occorre una carica più forte:

pile Hellesens

Quando occorre una carica più forte, le pile Hellesens, nella serie blù, rossa e oro, si impongono, perché sono costruite con tecniche d'avanguardia, impiegando materiali selezionati.
Le pile Hellesens sono insensibili agli sbalzi di temperatura e garantiscono il funzionamento regolare in qualsiasi condizione ambientale.

By Appointement to the Royal Danish Court